

VŠB – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2012

Jan Lanča

VŠB - Technická univerzita Ostrava

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Katedra telekomunikační techniky

Výkonové zesilovače pro elektroakustické aplikace

Power amplifiers for electroacoustic applications

2012

Jan Lanča

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě 4. května 2012

Handwritten signature in blue ink, reading "Jan Lanča".

.....
Podpis

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Zdeňkovi Tesařovi za odbornou pomoc a konzultaci při tvorbě této diplomové práce.

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Jan Lanča

Studijní program:

N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601T013 Telekomunikační technika

Téma:

Výkonové zesilovače pro elektroakustické aplikace
Power amplifiers for electroacoustic applications

Zásady pro vypracování:

1. Vypracujte přehled parametrů pro posuzování kvality výkonových zesilovačů.
2. Analyzujte obvodová řešení zesilovačů s ohledem na tyto parametry (schéma a jeho popis, parametry, návrhové vztahy).
3. Pro vybrané zapojení provést návrh, realizaci a měření parametrů.

Seznam doporučené odborné literatury:

Podle pokynů vedoucího diplomové práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Zdeněk Tesař**

Datum zadání: 19.11.2010

Datum odevzdání: 04.05.2012

prof. RNDr. Vladimír Vašínek, CSc.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Abstrakt

Zesilovače jsou používány v audiotechnice s cílem zesílit signál na požadovanou úroveň v patřičné kvalitě. Diplomová práce se zabývá problematikou nízkofrekvenčních zesilovačů pro elektroakustické aplikace se zaměřením na jejich parametry.

V teoretickém úvodu práce je popis a srovnání základních parametrů v jednotlivých pracovních třídách zesilovačů. Text obsahuje jak české tak anglické názvy a zkratky parametrů pro měření kvality zesilovačů, používané v odborných textech.

Praktická část práce obsahuje konkrétní návrh a řešení zvoleného výkonového zesilovače, který se skládá ze tří částí: koncový stupeň, emitorové sledovače a předzesilovač. Zvolené zapojení zesilovače v pracovní třídě A je doplněno o teplotní kompenzaci, která je zajištěna tranzistory ThermalTrak s integrovanou měřicí diodou pro teplotní stabilizaci. Snímání teploty je při tomto řešení rychlejší.

Zesilovač je doplněn o předzesilovač, který nastavuje vstupní impedanci a citlivost koncového stupně. Výsledná realizace zařízení je provedena na dvou deskách plošných spojů.

Klíčová slova

Zesilovač, výkonový zesilovač, předzesilovač, ThermalTrak

Abstract

The amplifiers are used everywhere in audio technology. The aim is to amplify signal in required level and appropriate quality. The dissertation is focused on Low-Frequency amplifiers, especially their parameters for electro –acoustic applications.

Theoretical introduction contains description of basic parameters and their comparison under particular working classes for amplifiers. The Czech and English names and abbreviations for quality parameters, used in technical texts, are included.

The practical part of work contains the concrete project and solution of chosen power amplifier, which is assembled from three components: output stage, emitter follower and pre-amplifier. Selected connection of amplifier in working class “A” is completed with thermal compensation. So that the transistors ThermalTrak, integrated with measuring diode are installed. Using this solution the temperature is catching very quickly.

The amplifier is completed with pre-amplifier, which is exposing input impedance and sensitivity for output stage.

The final realization is assembled in two circuit boards.

Keywords

Amplifier, power amplifier, preamplifier, ThermalTrak

Seznam použitých symbolů a zkratk

f [Hz]	kmitočet (frekvence)
Hi-Fi	High fidelity – vysoká věrnost
U_{BE} [V]	napětí báze-emitor
PWM	Pulse Width Modulation – pulzně šířková modulace
Z [Ω]	impedance
C [F]	kapacita
U_{vst} [V]	vstupní napětí
I_{vst} [A]	vstupní proud
U_{RCmax} [V]	maximální napětí na kolektorovém rezistoru
R_C [Ω]	kolektorový rezistor
U_{CE} [V]	napětí kolektor-emitor
P	pracovní bod
t [s]	čas
P_{Cmax} [W]	maximální kolektorový ztrátový výkon
ΔU_{CEmax} [V]	maximální rozdíl napětí kolektor-emitor
I_C [A]	kolektorový proud
U_{vstsig} [V]	napětí vstupního signálu
ΔU_{vstmax} [V]	maximální rozdíl vstupního napětí
ΔI_{vstmax} [A]	maximální rozdíl vstupního proudu
ΔI_{Cmax} [A]	maximální rozdíl kolektorového proudu
P_A	pracovní bod třídy A
P_B	pracovní bod třídy B
P_{AB}	pracovní bod třídy AB
U_B [V]	zdroj napětí (předpětí) báze-emitor
U_N [V]	napětí zdroje
u_{sig} [V]	okamžitá hodnota vstupního signálu
Θ [$^\circ$]	poloviční úhel otevření
THD	Total Harmonic Distortion – harmonické zkreslení

k_h	činitel harmonického zkreslení
U [V]	elektrické napětí
P [W]	elektrický výkon
IMD	Intermodulation Distortion – intermodulační zkreslení
SID	Slew Induced Distortion – zkreslení vlivem nízké rychlosti přeběhu
TIM	Transient Intermodulation Distortion – přechodové intermod. zkreslení
DIM	Dynamic Intermodulation Distortion – dynamické intermod. zkreslení
U_C [V]	napájecí napětí
SR [V/ μ s]	rychlost přeběhu
f_m [Hz]	maximální kmitočet
U_m [V]	maximální amplituda napětí
THD+N	Total Harmonic Distortion + Noise – harmonické zkreslení + šum
P_Z [W]	jmenovitý výkon zesilovače dodávaný do zátěže
U_Z [V]	jmenovité napětí na zátěži
R_Z [Ω]	jmenovitý zatěžovací odpor
η [-]	účinnost
P_0 [W]	příkon odebíraný z napájecího zdroje
U_{20pp} [V]	výstupní amplituda napětí zesilovače naprázdno
U_{2RZpp} [V]	výstupní amplituda napětí zesilovače s připojenou zátěží
r_{vyst} [Ω]	výstupní impedance zesilovače
D [-]	Damping Factor – činitel tlumení
R_{SN} [Ω]	sériový rezistor
u_{1pp} [V]	vstupní amplituda napětí generátoru
u_{1pp}' [V]	vstupní amplituda napětí zesilovače
DR [dB]	Dynamic Range – dynamický rozsah
GND	Ground - zem
S/N [dB]	Signal/Noise – poměr signál/šum
SNR [dB]	Signal-to-Noise Ratio – odstup signálu od šumu
BW [Hz]	Bandwidth – šířka pásma

$A_{u\text{dB}}$ [dB]	napětové zesílení
$A_{i\text{dB}}$ [dB]	proudové zesílení
$A_{P\text{dB}}$ [dB]	výkonové zesílení
$A_{U/I\text{dB}}$ [dB]	transimpedanční zesílení
$A_{I/U\text{dB}}$ [dB]	transadmitanční zesílení
F	činitel šumu
P_{vst} [W]	výkon vstupního signálu
$P_{\text{švst}}$ [W]	šumový výkon vstupního signálu
$P_{\text{výst}}$ [W]	výkon výstupního signálu
$P_{\text{švýst}}$ [W]	šumový výkon výstupního signálu
F_{dB} [dB]	míra šumu
EIN [dBu]	Equivalent Input Noise - ekvivalentní vstupní šum
OZ	operační zesilovač
C_v [F]	celková vstupní vazební kapacita
A_u	napětové zesílení
u_{1P} [V]	efektivní hodnota napětí na výstupu předzesilovače
u_{vst} [V]	jmenovité efektivní vstupní napětí
CH1	1. kanál osciloskopu
CH2	2. kanál osciloskopu
f_d [Hz]	dolní mezní kmitočet
f_h [Hz]	horní mezní kmitočet
$r_{\text{výstOZ3}}$ [Ω]	výstupní impedance OZ3
r_{vstES} [Ω]	vstupní impedance emitorového sledovače
R_{tch} [$^{\circ}\text{C/W}$]	tepelný odpor chladiče
$\vartheta_{j\text{max}}$ [$^{\circ}$]	maximální teplota čipu tranzistoru
$\vartheta_{a\text{max}}$ [$^{\circ}$]	maximální teplota okolního prostředí
P_{CET41} [W]	ztrátový výkon tranzistoru T41
R_{ti} [$^{\circ}\text{C/W}$]	teplotní odpor mezi čipem a pouzdrem tranzistoru
R_{t1} [$^{\circ}\text{C/W}$]	tepelný odpor mezi pouzdrem tranzistoru a chladičem

α	činitel vybuzení
U_T [V]	teplotní napětí
T_{11} až T_{42}	označení tranzistorů
FFT	Fast Fourier Transform – Rychlá Fourierova transformace

Obsah

2012	Jan LančaVŠB - Technická univerzita Ostrava	1
	Fakulta elektrotechniky a informatiky	2
	Katedra telekomunikační techniky	2
	Výkonové zesilovače pro elektroakustické aplikace	2
	Power amplifiers for electroacoustic applications	2
2012	Jan Lanča	2
	Poděkování	3
	Abstrakt	5
	Klíčová slova	5
	Abstract	6
	Keywords	6
	Seznam použitých symbolů a zkratk	7
	Obsah	11
1.	Úvod	1
2.	Zesilovač	2
2.1.	Dělení zesilovačů	2
2.1.1.	Podle použitých aktivních prvků	2
2.1.2.	Podle zpracovávané oblasti kmitočtů	2
2.2.	Nízkofrekvenční zesilovače	3
2.2.1.	Předzesilovače	3
2.2.2.	Výkonové zesilovače	3
2.3.	Třídy zesilovačů	4
2.3.1.	Třída A	4
2.3.2.	Třída B	5
2.3.3.	Třída AB	6
2.3.4.	Třída C	6
2.3.5.	Třída D	7

2.3.6.	Třída G	8
2.3.7.	Třída H	9
2.3.8.	Třída I	9
2.3.9.	Třída S	9
2.3.10.	Třída T	9
3.	Parametry nízkofrekvenčních zesilovačů	11
3.1.	Hi-Fi a normy	11
3.2.	Přenosové pásmo	11
3.3.	Odchylka mezi stereofonními kanály	12
3.4.	Zkreslení signálu	12
3.4.1.	Harmonické zkreslení (THD)	13
3.4.2.	Harmonické zkreslení + šum (THD+N)	14
3.4.3.	Intermodulační zkreslení (IMD)	14
3.4.4.	Zkreslení SID	15
3.4.5.	Zkreslení TIM	15
3.4.6.	Zkreslení DIM	16
3.5.	Rychlost přeběhu (SR)	17
3.6.	Přeslech	17
3.6.1.	Přeslech mezi kanály	17
3.6.2.	Přeslech mezi jednotlivými vstupy	18
3.7.	Odstup cizích napětí (S/N, SNR)	18
3.8.	Odstup rušivých napětí	19
3.9.	Jmenovitý výstupní výkon	19
3.10.	Výkonová šířka pásma (BW)	19
3.11.	Vnitřní impedance zesilovače	20
3.12.	Činitel útlumu	20
3.13.	Vstupní impedance	21
3.14.	Účinnost	22
3.15.	Dynamický rozsah	22

3.16.	Zesílení (Gain)	22
3.17.	Vstupní citlivost	23
3.18.	Potlačení souhlasného napětí (CMRR)	23
3.19.	Šumový činitel (EIN)	24
4.	Analýza výkonových zesilovačů	25
4.1.	Zesilovač Sinclair Z-30	25
4.2.	Zesilovač Jean Hiraga 20W Class-A Amplifier	26
5.	Návrh výkonového zesilovače	29
5.1.	Koncový stupeň	29
5.1.1.	Tranzistory ThermalTrak	29
5.1.2.	Výkonová bilance pro horní stupeň	30
5.1.3.	Návrh chladiče	31
5.1.4.	Napájení koncového stupně	32
5.2.	Emitterové sledovače	32
5.2.1.	Výpočet obvodových prvků pro horní stupeň emitterových sledovačů	32
5.2.2.	Vstupní impedance koncového zesilovače	34
5.3.	Návrh předzesilovače se symetrickým vstupem	36
5.3.1.	Výpočet kondenzátorů C_3 a C_{14}	38
5.3.2.	Napájení předzesilovače	40
6.	Změřené parametry výkonového zesilovače	40
6.1.	Ověření funkčnosti koncového zesilovače	40
6.2.	Ověření funkčnosti předzesilovače	49
7.	Závěr	52
	Literatura	53
	Seznam příloh	55

1. Úvod

Dnes si jen stěží představíme svět bez vlivu zvuku na člověka. Zvuk je vytvářen mechanickým kmitáním předmětu (např. struna nebo blána bubnu) ve slyšitelném pásmu. Tyto kmity se volně šíří prostředím, dokud nenarazí na ušní bubínky a nevyvolají sluchový vjem.

Akustika je obor, který se zabývá zkoumáním zvuku - jeho vznikem, šířením a působením. Elektroakustika vychází z akustiky a zabývá se přeměnou zvuku na elektrický signál, jeho záznamem, přenosem a reprodukcí.

Tato diplomová práce se zabývá výkonovými zesilovači pro elektroakustické aplikace. Práce je členěna do několika kapitol, které na sebe navazují.

První část diplomové práce se zabývá obecnou definicí zesilovače, rozdělením zesilovačů podle různých kritérií a pracovními třídami zesilovačů. Pracovní třídy jsou mezi sebou porovnávány z hlediska parametrů.

V následující části diplomové práce jsou uvedeny normy pro posuzování parametrů zesilovačů. Podle těchto norem je zpracován přehled parametrů zesilovačů, doplněný o anglické názvy a zkratky, které se používají v příručkách zesilovačů. K získání těchto parametrů jsou uvedeny postupy měření a výpočtové vztahy.

V další části diplomové práce jsou uvedeny některé známé zapojení zesilovačů, ze kterých je vybrán zesilovač k modifikaci a návrhu.

Předposlední kapitola se zabývá návrhem zvoleného zesilovače. Jeho realizace je provedena na dvou deskách plošných spojů. Na první desce je předzesilovač s regulátorem hlasitosti a na druhé desce je koncový zesilovač.

V závěrečné části práce se provede měření parametrů realizovaného výkonového zesilovače a srovnání výsledků s hodnotami podle norem.

2. Zesilovač

Zesilovač je elektronické zařízení, které má na svém výstupu vyšší výkon, než výkon na budícím vstupu. Dosažení potřebného výkonu na výstupu se provádí transformací napětí z napájecího zdroje.

2.1. Dělení zesilovačů

Zesilovače lze dělit podle několika různých kategorií.

2.1.1. Podle použitých aktivních prvků

- Elektronkové zesilovače
- Tranzistorové zesilovače
 - Bipolární
 - Unipolární
- S integrovanými obvody

2.1.2. Podle zpracovávané oblasti kmitočtů

Nízkofrekvenční – tyto zesilovače slouží k zesílení zvukového signálu, také často používaný název audio signál převzatý z angličtiny. Zesilují kmitočty ve slyšitelném pásmu, které je přibližně 20 Hz až 20 000 Hz. U každého člověka je tomu trochu jinak, často se uvádí, že s každou dekadou života člověka se horní hranice pásma slyšitelnosti snižuje přibližně o 1 kHz.

Vysokofrekvenční – zesilují kmitočty přibližně od 100 kHz výše [1].

Stejnoseměrné – používají se v měřicí technice.

2.2. Nízkofrekvenční zesilovače

Dále se budu zabývat jen nízkofrekvenčními zesilovači, které se dělí na dvě kategorie.

2.2.1. Předzesilovače

Předzesilovače se používají na vstupech elektroakustických zařízení a pracují s poměrně malými amplitudami napětí a proudu proti nastavenému stejnosměrnému pracovnímu bodu [1]. Kromě pokud možno co nejvěrnějšího zesílení slabého vstupního signálu mohou obsahovat i korekční obvody k úpravě frekvenční charakteristiky zesilovače.

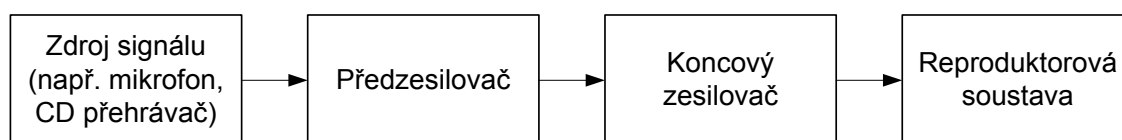
Předzesilovač může mít jen jeden vstup, nebo i více vstupů, např.:

- mikrofonní vstup
- linkový vstup (nazývaný také jako univerzální vstup nebo pomocný vstup, z angličtiny Auxiliary input, zkráceně aux)
- vstup pro CD přehrávač
- vstup pro gramofon (magnetodynamická nebo piezoelektrická přenoska)
- vstup pro magnetofon.

2.2.2. Výkonové zesilovače

Výkonové zesilovače pracují s velkými amplitudami signálu a jejich koncové stupně se používají na výstupech elektroakustických zařízení.

Na následujícím obrázku (obr. 1) je blokové schéma elektroakustického řetězce.



Obr. 1: Blokové schéma elektroakustického řetězce

Výkonový zesilovač je poslední aktivní člen elektroakustického řetězce, který slouží k zesílení vstupního napětí na požadovaný výstupní výkon. K výkonovému zesilovači připojujeme reproduktorovou soustavu, která přeměňuje elektrický signál na mechanické kmity ve vzduchu.

Výkonový zesilovač může pracovat ve dvou typech zapojení, viz kapitola 2.3:

- jednočinné – jeden tranzistor zpracovává obě polarity signálu, používá se v zapojení ve třídě A
- dvojčinné zapojení - používají se dva tranzistory, typickým zapojením je zesilovač třídy B, kdy jeden z dvojice tranzistorů obstarává kladnou půlvlnu a druhý zápornou půlvlnu, používá se rovněž ve třídě A a AB

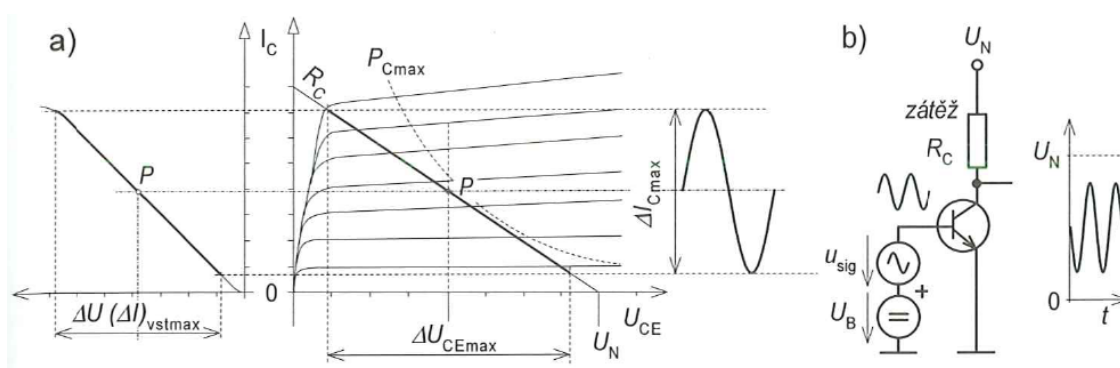
2.3. Třídy zesilovačů

Podle nastavení klidového pracovního bodu dělíme zesilovače do jednotlivých tříd [2].

2.3.1. Třída A

Je tvořena jedním aktivním prvkem (součástkou) v jednočinném nebo dvojčinném zapojení. Klidový pracovní bod je nastaven na polovinu lineární pracovní oblasti podle obrázku 2, převzatého z literatury [3]. To znamená, že aktivní součástkou protéká proud i v klidovém stavu (je stále ve vodivém stavu), kdy není zesilovač buzen vstupním signálem. Tím je dosaženo nejmenšího zkreslení signálu ze všech tříd.

Nevýhodou zesilovače je jeho malá účinnost. Teoreticky podle výpočtu [4] a optimálních podmínek 50 %, v praxi to ale bývá mezi 20 – 30 %. Účinnost je lineární funkcí vybuzení zesilovače, jelikož zesilovač odebírá stále stejný příkon ze zdroje. Příkon je stejný i v případě, kdy není zesilovač buzen vůbec a účinnost zesilovače je nulová.



Obr. 2: a) Pracovní bod třídy A, b) Základní zapojení

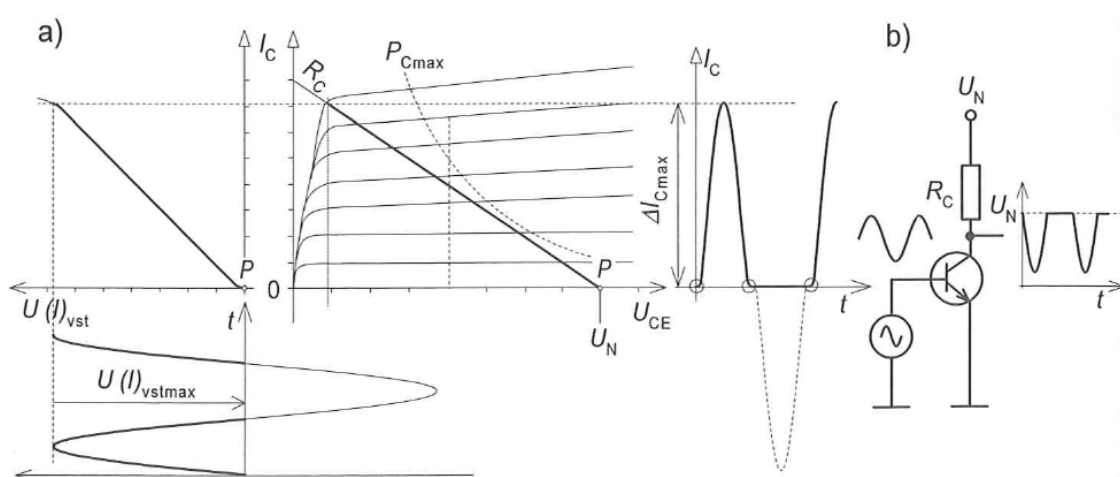
Větší část příkonu se mění v teplo, tím je dána i robustnost konstrukce zesilovače s kvalitním chlazením a také poměrně vysoké nároky na napájecí zdroj.

Kvůli nízké energetické účinnosti se výkonové zesilovače ve třídě A nahrazují zapojeními v jiných třídách. Svůj význam mají v oblastech Hi-Fi, tam kde potřebujeme dosáhnout velmi dobré linearity nebo velké šířky přenášeného pásma.

U elektronkových zesilovačů se můžeme setkat i s dalšími typy třídy A [5]. Třída A1 je charakteristická pro zesilovač, kde mřížkou neteče proud. V tomto případě je mřížkové předpětí vždy záporné. U třídy A2 teče mřížkou proud při části periody signálu. Ve třídě AA zesilovač pracuje v lineární oblasti s napájením řízeným plovoucím zdrojem.

2.3.2. Třída B

Ve třídě B se používají výkonové součástky ve dvojčinném zapojení s nastaveným nulovým klidovým proudem. Používají se komplementární dvojice se stejnými parametry voltampérových charakteristik. Nejlepších výsledků se dosáhne párováním součástek při výrobě.



Obr. 3: a) Pracovní bod třídy B, b) Základní zapojení

První z aktivních prvků zpracovává pouze kladnou půlvlnu signálu viz obr. 3 [3] a druhý aktivní prvek zápornou půlvlnu signálu. V opačných polaritách jsou tyto prvky nevodivé. Podle polarity budícího signálu se obě poloviny koncového stupně střídavě otvírají a zavírají. V okolí průchodu nulou jsou součástky téměř nevodivé. Oříznutím jedné půlvlny signálu vznikají vyšší harmonické složky, které mají vliv na nelineární zkreslení zesilovače. Skládáním zesílených signálů obou větví tak dochází k nedokonalému napojování průběhů a tím k přechodovému zkreslení, které je nejvíce znatelné při malém buzení zesilovače.

Výhodou třídy B je velká účinnost, kdy ideální koncový stupeň bez buzení neodebírá ze zdroje proud. S postupným buzením se zvětšuje i odebíraný příkon ze zdroje. Teoretická účinnost

zesilovače třídy B viz [4] je 78,54 %. V praxi se můžeme setkat s účinností i kolem 60 %. Výhodou oproti třídě A je stejná účinnost, která není závislá na vybuzení zesilovače.

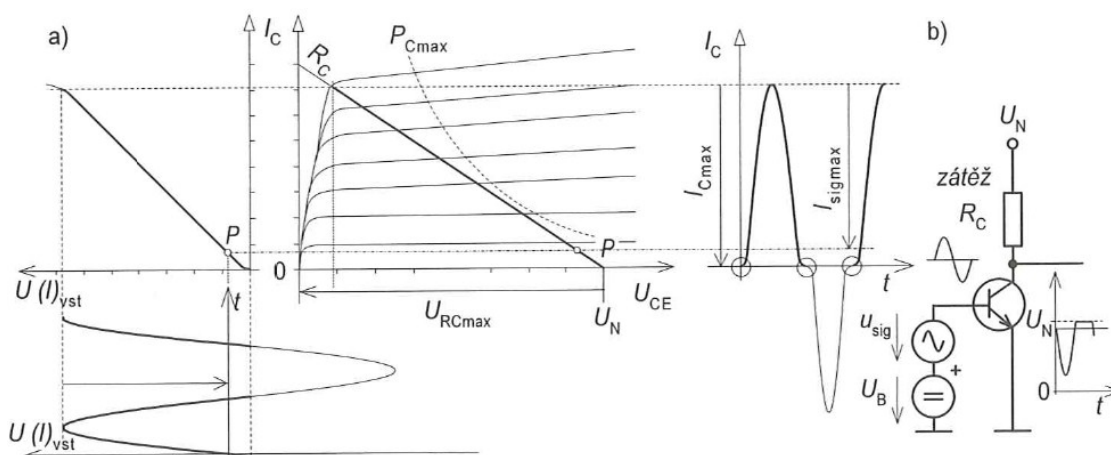
Z hlediska velkého nelineárního zkreslení se tato třída nahrazuje zapojením ve třídě AB.

2.3.3. Třída AB

Tato třída vznikla kombinací třídy A a B. Konstrukčně se vychází z třídy B, která má zavedený malý klidový proud (obr. 4a) [3]. Toho je docíleno přivedením předpětí mezi bázi a emitor koncového stupně (obr. 4b). Jelikož je prahové napětí u bipolárních tranzistorů teplotně závislé, musejí být zdroje předpětí vybírány tak, aby teplotní změny parametrů kompenzovaly.

Popsanými úpravami se zmenší přechodové zkreslení. Naopak se zvětší příkon zesilovače a klesne účinnost oproti třídě B na cca 70 %.

Pro své dobré parametry je třída AB jedna z nejpoužívanějších tříd na trhu s audio zesilovači.



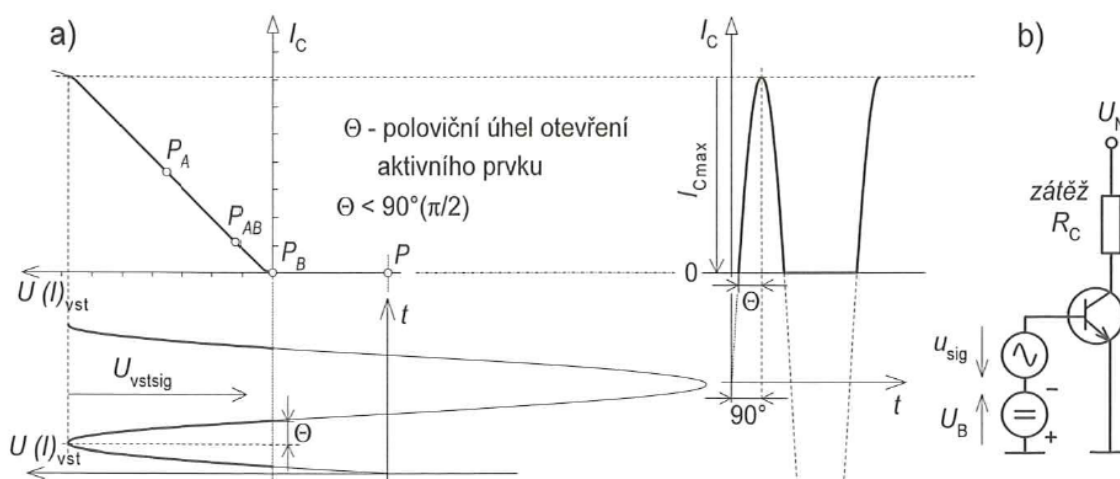
Obr. 4: a) Pracovní bod třídy AB, b) Základní zapojení

2.3.4. Třída C

U této třídy neteče součástkou klidový proud (obr. 5a) [3]. Tranzistor zapojený v této třídě se u jednodušších aplikací otevírá napětím U_{BE} . Při náročnějších aplikacích u vysokofrekvenčních zesilovačů se přivádí mezi bázi a emitor tranzistoru záporné předpětí (obr. 5b). Aktivní prvek se otvírá na dobu menší, než je polovina periody, tedy až ve špičkách budícího signálu.

Výhodou v tomto „spínacím“ zapojení je účinnost blízká 100 %. Naopak nevýhodou je vysoké zkreslení signálu pro periodický signál.

Třída C svou konstrukcí není vhodná pro stavbu audio zesilovačů. Používá se ve vysokofrekvenčních zesilovačích, kde výkonové stupně budí rezonanční obvod a kompenzují tak jeho ztráty.



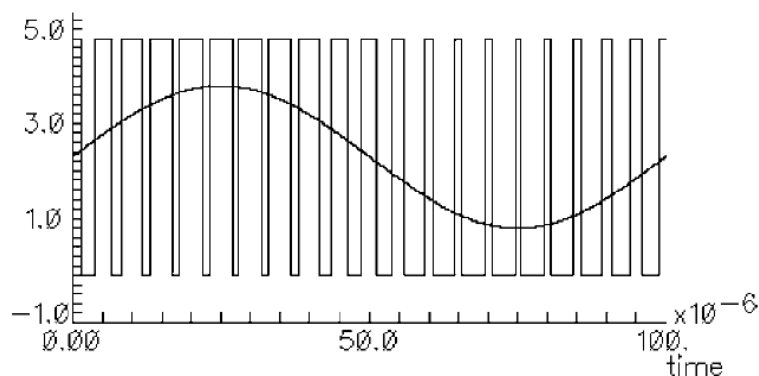
Obr. 5: a) Pracovní bod třídy C, b) Základní zapojení

2.3.5. Třída D

Zesilovače třídy D nepatří mezi lineární zesilovače signálu. Jsou založeny na principu *PWM* (*Pulse Width Modulation*) – pulzně šířkové modulace. Komerčně se také nazývají „Digitální zesilovače“.

Funkce *PWM* spočívá v modulátoru, ve kterém se moduluje vstupní budící signál na nosný trojúhelníkový nebo pilový signál, který je přiváděn z generátoru. Frekvence nosného signálu musí být nejméně dvojnásobná, než maximální frekvence budícího signálu. Modulovaný signál je přiveden do koncového stupně, ve kterém koncové tranzistory (zpravidla MOSFET) pracují ve spínacím režimu (jsou plně otevřeny nebo uzavřeny). Na výstupu výkonové části zesilovače je LC filtr typu dolní propust, který má za úkol zpětnou rekonstrukci zesíleného analogového signálu. Měl by být alespoň 2. řádu.

Průběh napětí na výstupu vidíme na obrázku (obr. 6) [2]. Obdélníkový průběh je na výstupu koncových tranzistorů, sinusovka představuje signál po filtraci.



Obr. 6: Průběh signálů na výstupu zesilovače ve třídě D

Na trhu jsou také zesilovače třídy D s označením Filterless – tedy bezfiltrové. Neobsahují na výstupu LC filtr. Firma MAXIM vyrábí obvody [6] (např. MAX9713 (mono) nebo MAX9714 (stereo)), na jejichž výstup se připojuje přímo reproduktor, který funguje zároveň jako výstupní filtr zesilovače. Filtr tvoří impedance reproduktoru, s převládající induktivní reaktancí a elektrickým odporem. Toto zapojení se používá pro nízké výkony, jinak by mohlo dojít k poškození reproduktoru.

Mezi výhody zesilovačů ve třídě D patří velká účinnost cca 80 %. Harmonické zkreslení bývá větší než 1 %. Určité kompenzace lze provést zavedením zpětné vazby z výstupu zesilovače na vstup, použitím vyššího vzorkování nebo vyššího řádu filtru na výstupu. Mezi nevýhody patří větší elektromagnetické záření zesilovače, zejména v okolí reproduktorových kabelů. Proto je nutné používat co nejkratší přívodní kabely reproduktorů.

2.3.6. Třída G

V zesilovačích třídy G vycházejí koncové stupně z pravidla z třídy AB. Rozdíl je však v napájení koncového stupně, které se mění v několika úrovních podle výstupního výkonu zesilovače. To se provádí připojováním ke dvěma nebo více napájecím zdrojům. Při menším výkonu pracuje koncový stupeň s nižší hodnotou napájecího napětí (je připojen jen jeden zdroj), naopak s vyšším výkonem se napájecí napětí zvyšuje (připojují se další zdroje).

Výhodou třídy G je zvětšení účinnosti redukcí tepelné ztráty tranzistorů, která je lepší než u třídy AB. Nevýhodou je složitější obvodové řešení zesilovače a vyšší nároky na napájecí obvody, zejména zdvojené sekundární vinutí, usměrňovací můstky a filtrační kondenzátory.

2.3.7. Třída H

Tato třída vychází z třídy G s tím rozdílem, že napájecí napětí se nemění skokově, ale sleduje vstupní signál. Tímto je dosaženo plynulé změny napájení a s tím souvisejícího konstantního úbytku napětí na výkonových součástkách.

Výhodou zapojení je lepší účinnost, než je tomu u třídy G. Nevýhodou je opět složitější zapojení zesilovače a vyšší nároky na napájecí obvody.

2.3.8. Třída I

Tato třída vychází z třídy D viz [3]. U třídy D vzhledem ke spínání jednoho tranzistoru a ve stejném čase rozepínání druhého tranzistoru může dojít k tomu, že jsou na určitý okamžik oba tranzistory otevřeny. To způsobí, že proud neteče jen do zátěže, ale protéká jimi i příčnou větví mezi napájecími zdroji. Tímto jsou tranzistory tepelně namáhány a v krajním případě se mohou zničit.

Vylepšení třídy D spočívá v posunutí spínacích časů tak, že se rozepne první tranzistor a poté sepne druhý a naopak. Používá se symetrická pulzní šířková modulace, tím je dosaženo posunutí spínacích časů tranzistorů.

Výhodou je zvětšení účinnosti a zmenšení výkonových ztrát.

2.3.9. Třída S

Tímto označením jsou nazývány nové moderní zesilovače, které navazují na třídu D. Tyto zesilovače neobsahují výstupní filtr LC. Komerčně jsou označovány jako Filterless.

Výhodou třídy S je vysoká účinnost cca 80 % a nevýhodou vyšší zkreslení.

2.3.10. Třída T

Tato třída pracuje na podobném principu jako třída D. Jde o označení podle firmy Tripath Technology, která vyrábí kompletní zesilovače i s výkonovými stupni v jednom pouzdře nebo jen samostatné budiče vnějších výkonových spínacích prvků. Tyto zesilovače mají vylepšený algoritmus modulace s vysokým nosným kmitočtem, který není pevný, ale mění se v závislosti na budícím signálu. Jeho hodnota se mění v rozmezí od 200 kHz pro zesilování velkých signálů do 1,5 MHz pro malé signály.

Mezi výhody patří vysoká účinnost až 90 %. S tím souvisí nízké nároky na chlazení výkonových součástek, malé rozměry chladičů a nižší váha zesilovačů. Jsou vhodné pro větší výkony. Dosahují lepšího zkreslení, než je tomu u třídy D. Mezi nevýhody patří větší elektromagnetické rušení způsobené zesilovačem.

Existují ještě další typy tříd, jejichž principy vycházejí z výše uvedených tříd nebo jsou obchodním označením jednotlivých výrobců zesilovačů.

3. Parametry nízkofrekvenčních zesilovačů

3.1. Hi-Fi a normy

Zkratka Hi-Fi pochází z anglického názvu High Fidelity, jedná se o název audio zařízení s vysokou věrností zvuku. Tento název je používán milovníky kvalitní reprodukce zvuku – audiofily a výrobci těchto zařízení.

Od roku 2000 se používá i nový obchodní název Hi-end audio pro nejvyšší třídu audio zařízení.

Zesilovače Hi-Fi by měly splňovat normu DIN 45 500 z roku 1973. Tato norma byla postupně nahrazena novějšími normami pro zesilovače:

- ČSN EN 61305-3 Domácí hi-fi zařízení a systémy – Metody měření a stanovení vlastností – Část 3: Zesilovače (červenec 1998)
- ČSN EN 60268-3 Elektroakustická zařízení – Část 3: Zesilovače (červen 2001)
- ČSN EN 62087 ed. 2 Metody měření spotřeby zvukových, obrazových a přidružených zařízení (duben 2010)

Následující parametry nízkofrekvenčních zesilovačů, není-li uvedeno jinak, vycházejí z normy DIN 45 500 [7].

3.2. Přenosové pásmo

Jeho průběh se vztahuje k referenčnímu kmitočtu 1 kHz při plném vybuzení. V případě korekčního předzesilovače jsou jeho ovládací prvky vytočeny na střed dráhy potenciometru. Na výstup zesilovače se připojí jmenovitá zátěž a na vstup se připojí podle následující tabulky (tabulka 1) náhradní vstupní impedance zesilovače.

Kmitočtová charakteristika zesilovače má ležet v rozsahu 40 – 16 000 Hz s maximální odchylkou ± 1 dB u lineárních vstupů, u korigovaných vstupů je to ± 2 dB. Většina zesilovačů tyto hodnoty s přehledem splňuje.

Tabulka 1: Náhradní vstupní impedance zesilovače podle normy DIN 45 500

Přenoska krystalová	100 kΩ/1 nF
Přenoska magnetodynamická	4,7 kΩ
Magnetofon	47 kΩ/250 pF
Tuner	47 kΩ/250 pF
Univerzální vstup	47 kΩ/250 pF

3.3. Odchylka mezi stereofonními kanály

Pro zesilovače bez regulace vyvážení stereováhy (balance) je maximální přípustná odchylka mezi oběma kanály 3 dB. Má-li zesilovač tento regulátor s minimální úpravou napěťové úrovně 8 dB, pak je povolena odchylka 6 dB.

Měření provádíme přivedením modulačního signálu (tónový generátor) na vstup zesilovače, na jehož výstup je zapojen voltmetr. Regulátor vyvážení stereováhy nastavíme do jedné krajní pozice a měříme napětí na pravém a levém výstupu zesilovače.

Norma uvádí toleranci odchylky pro kmitočtový rozsah 250 – 6 300 Hz. Měření se provádí pro plné buzení zesilovače, a také pro hodnotu nižší o 20 dB a 40 dB. Tímto se ověří povolené odchylky pro nižší úrovně signálu, kde bývají větší rozdíly úrovně. Velký vliv na odchylku mezi stereofonními kanály má nesouběh dvojitého potenciometru hlasitosti.

3.4. Zkreslení signálu

Pro zesilovače rozlišujeme dva základní typy zkreslení:

- **Lineární (frekvenční) zkreslení** – výstupní napětí oproti vstupnímu napětí je změněno s okamžitou hodnotou (mění se jeho amplituda) nebo s kmitočtem (je fázově posunuté)
- **Nelineární zkreslení** – nastává tehdy, když výstupní napětí není lineární funkcí vstupního napětí

V následujících bodech jsou uvedeny nejvýznamnější typy nelineárního zkreslení zesilovačů, mezi něž patří harmonické a intermodulační zkreslení.

3.4.1. Harmonické zkreslení (THD)

V anglické literatuře označované jako THD (Total Harmonic Distortion). Při měření harmonického zkreslení se přivádí na vstup zesilovače sinusový signál. Na výstupu zesilovače naměříme tento základní kmitočet + vyšší harmonické složky, které jsou způsobeny nelineárními členy, zejména aktivními součástkami. Tyto vyšší harmonické složky jsou násobky základního budícího kmitočtu.

Velikost zkreslení je vyjadřována pomocí **činitele harmonického zkreslení** k_h , který lze vypočíst pomocí jednoho z následujících vztahů (1) a (2), podle [3].

$$k_h = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \quad [-; V, V] \quad (1)$$

$$k_h = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}} \quad [-; V, V] \quad (2)$$

U_1 je efektivní hodnota napětí základní harmonické a U_2, U_3, U_4, \dots jsou efektivní hodnoty napětí vyšších harmonických složek. Činitel harmonického zkreslení je obvykle vyjadřován v procentech přenásobením výsledku k_h hodnotou 100. Vypočtené hodnoty obou vztahů (1) a (2) se přibližně shodují, když $k_h < 10 \%$.

Měření se provádí dvěmi základními metodami:

- 1) Měření pomocí **kmitočtového analyzátoru**, kterým zjistíme jednotlivé harmonické složky a dosadíme je do vzorce (1) nebo (2). Výhodou této metody je nezahrnutí cizích napětí do výpočtu.
- 2) Měření pomocí **hornopropustného filtru**, který se také nazývá sumární měřič zkreslení. Změřené hodnoty obsahují všechny harmonické složky na výstupu zesilovače. Nevýhodou je zahrnutí cizích napětí ve výsledku.

Měření spočívá v připojení sinusového generátoru na vstup zesilovače. Je důležité, aby generátor měl velmi nízkou hodnotu vlastního zkreslení, tím se docílí přesnější hodnoty výsledku měření. Pro dobrý výsledek měření by generátor neměl přesahovat desetinu měřeného zkreslení. Kvalitní zesilovače dosahují zkreslení desetin až setin procenta, v tomto případě je vhodné na výstup generátoru zařadit strmý hornopropustný filtr, který sníží obsah vyšších harmonických složek ve vstupním budícím signálu zesilovače.

Harmonické zkreslení se měří pro 1 kHz, ale normou DIN 45 500 jsou doporučeny i další kmitočty: 40, 100, 400 a 6 300 Hz.

Největší dovolené zkreslení při plném buzení je pro:

- předzesilovače 0,7 %, v měřeném rozsahu 40 – 4 000 Hz
- koncové zesilovače je to také hodnota 0,7 %, ale měří se v rozsahu 40 – 12 500 Hz
- výkonové zesilovače (předzesilovač + koncový zesilovač) maximální hodnota 1 %

Zkreslení koncových a výkonových zesilovačů se měří také pro napět'ové úrovně nižší o 26 dB, než je jmenovitý výstupní výkon zesilovače. Při snížení úrovně nesmí být jmenovitý výstupní výkon menší než 2 x 50 mW pro stereofonní zesilovač a 100 mW pro monofonní zesilovač.

3.4.2. Harmonické zkreslení + šum (THD+N)

Zkratka je z anglického názvu *Total Harmonic Distortion + Noise*. Tímto parametrem je v dnešní době nahrazováno klasické THD. Jedná se o měření nejen samotného harmonického zkreslení, ale i dalších rušivých složek jako je např. šum nebo brum.

Hlavní rozdíl v měření je v použití *Notch filtru* – úzké pásmové zádrže, která je zařazena za generátor a má za úkol odstranění základní (první) harmonické složky. Následuje pásmová propust, která slouží k vymezení měřeného rozsahu. Je naladěna na 22, 30 nebo 80 kHz. Tímto se vyruší z měření složky signálu, které jsou mimo pracovní rozsah zesilovače.

Z principu měření vyplývá, že hodnota THD+N bude vyšší než THD.

3.4.3. Intermodulační zkreslení (IMD)

Z angličtiny označované jako IMD (Intermodulation Distortion). Vlivem působení nelineárních součástí v obvodu dochází k harmonickému zkreslení pro jeden sinusový signál (tón). Reálně zesilovač ale zpracovává více kmitočtů najednou, které se vlivem nelinearity mezi sebou sčítají a odečítají a vytvářejí se tak nové kmitočty a jejich harmonické složky. Intermodulační zkreslení působí obzvlášť rušivě, neboť nově vzniklé signály nemají k původním žádný harmonický vztah.

Měření se provádí pro dva kmitočty 250 Hz a 8 000 Hz, které jsou přivedeny na vstup zesilovače. Signál 250 Hz má 4 x větší úroveň, než 8 000 Hz, při buzení zesilovače na 80 % výstupního napětí. Na výstupu zesilovače se k měření používá kmitočtový analyzátor. Maximální hodnota intermodulačního zkreslení podle normy DIN 45 500 je 2 %.

3.4.4. Zkreslení SID

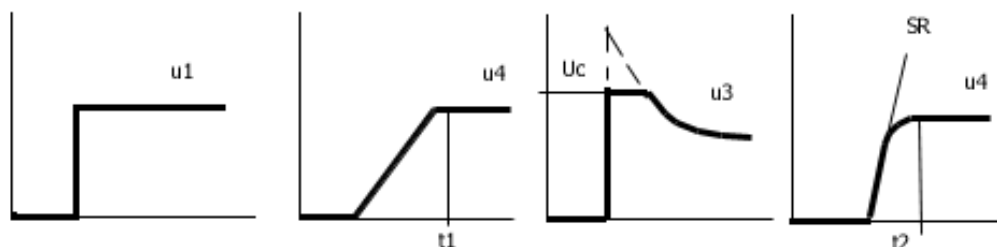
Jedná se o další typ zkreslení, které souvisí s dynamickými parametry zesilovačů.

Zkreslení SID [8] znamená *Slew Induced Distortion*, někdy se nazývá také *Slew-rate Induced Distortion*, v překladu *Zkreslení vlivem nízké rychlosti přeběhu*. Toto zkreslení nastává v zesilovačích s nízkou rychlostí přeběhu, když zesilovač svou rychlostí přeběhu už nestíhá sledovat vstupní signál. Vliv na jeho velikost mají parazitní kapacity koncových tranzistorů a kompenzační vazby zajišťující stabilitu zesilovače. Zkreslení SID nastává při vysokých kmitočtech a velkých amplitudách signálu. Na obrázku 7b (převzatý z [8]) je znázorněno zkreslení SID pro vstupní obdélníkový signál (obr. 7a), které je prezentováno změnou strmosti náběžné hrany.

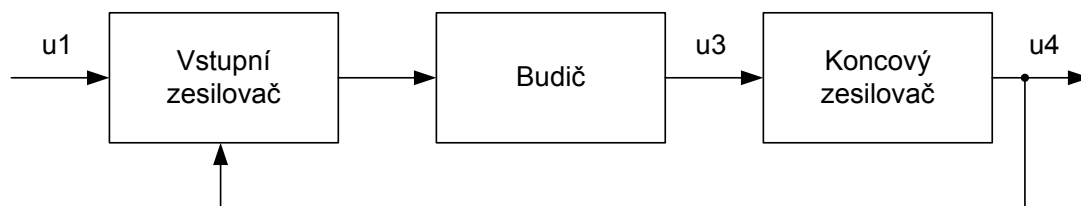
3.4.5. Zkreslení TIM

Zkreslení TIM (Transient Intermodulation Distortion) – přeloženo jako přechodové intermodulační zkreslení. Vzniká v zapojení s celkovou zápornou zpětnou vazbou v důsledku zkreslení SID.

Na vstup zesilovače se přivede skoková změna napětí u_1 (viz obr. 7a), pak na výstupu bude maximální napětí v čase t_1 (nastává zkreslení SID). Záporná zpětná vazba se snaží vyrovnat vzniklé zkreslení zvětšením napětí na vstupu. Tato regulace funguje pro nižší rozkmit napětí u_3 . Při velkém rozkmitu dochází k omezení optimálního čárkovaného průběhu napětí u_3 napájecím napětím U_c (obr. 7c). Vlivem působení záporné zpětné vazby se zkrátí čas t_1 na hodnotu t_2 (obr. 7d). Zvětšováním zpětné vazby se prodlužuje doba, po kterou sleduje napětí u_4 přímkou SR a snižuje čas t_2 .



Obr. 7: a) Obdélníkový signál, b) Zkreslení SID, c) Saturace budiče, d) Zkreslení TIM



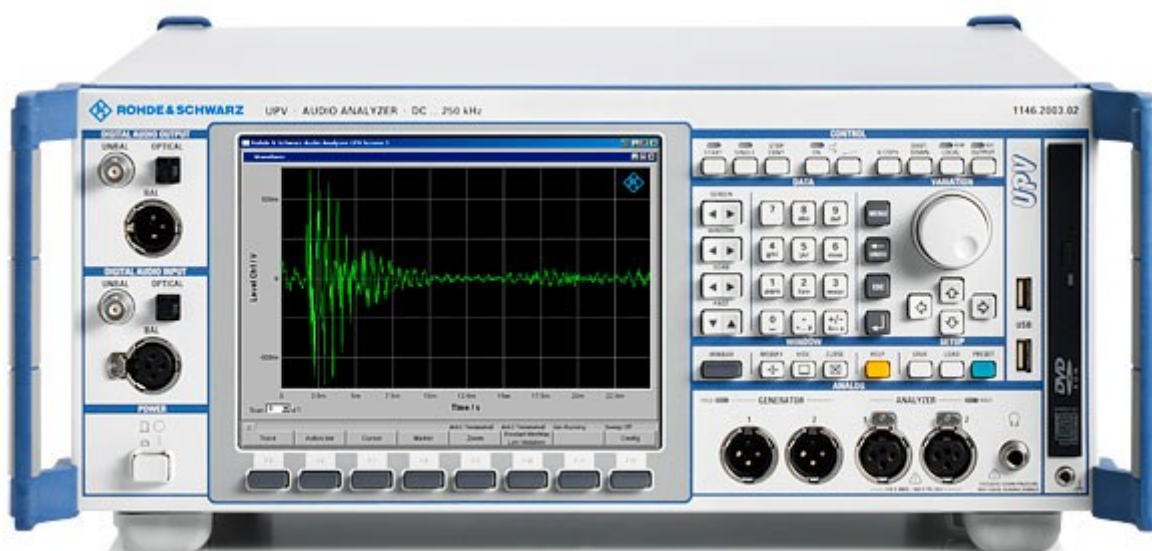
Obr. 8: Zesilovač s celkovou zápornou zpětnou vazbou

3.4.6. Zkreslení DIM

Zkreslení DIM (Dynamic Intermodulation Distortion) – přeloženo jako *dynamické intermodulační zkreslení*. Udává zkreslení vlivem dynamických parametrů zesilovače.

Na obrázku 9 je pohled na přední panel audio analyzeru firmy Rohde&Schwarz *UPV Audio Analyzer*, který měří parametry podle normy IEC 60268-3 (odtud převzatá ČSN EN 60268-3), mimo jiné i zkreslení DIM, viz aplikační poznámka [9].

Podle této normy se měření provádí pro maximální buzení zesilovače. Na vstup je přiveden obdélníkový signál 3,15 kHz s zařazenou dolní propustí na 30 kHz nebo 100 kHz a sinusový signál 15 kHz, který musí být o 12 dB nižší než obdélníkový signál. Měření se provádí pro 9 složek napětí intermodulačních kmitočtů [9]. Součet jejich kvadrátů určuje výsledné zkreslení DIM.



Obr. 9: Rohde&Schwarz – UPV Audio Analyzer

3.5. Rychlost přeběhu (SR)

Zkratka SR pochází z anglického názvu *Slew Rate*. Rychlost přeběhu [3] je dalším z dynamických parametrů zesilovače. Rychlost přeběhu je definována jako maximální rychlost změny výstupního signálu zesilovače, který je odezvou na velký napěťový skok. Rychlost přeběhu se vypočte podle vztahu (3) jako rozdíl okamžitých hodnot výstupního napětí v daném čase za rozdíl času:

$$SR = \frac{\Delta u_0}{\Delta t} \quad [V / \mu s] \quad (3)$$

V případě buzení zesilovače obdélníkovým signálem, můžeme hodnoty Δu_0 (představuje amplitudu náběžné hrany obdélníku) a Δt (trvání náběžné hrany) odečíst z osciloskopu a vypočíst SR (podle vztahu 3).

Vyjádření rychlosti přeběhu pro maximální amplitudu napětí nezkráceného výstupního signálu a maximální kmitočet (4):

$$SR = 2\pi f_m U_m \quad [V / \mu s] \quad (4)$$

Při překročení SR dochází ke zkreslení výstupního signálu, který je deformován do tvaru trojúhelníku.

3.6. Přeslech

Přeslech je anglicky nazýván *Crosstalk* (uváděný v -dB). Druhým názvem, který se používá, je *Channel Separation*, v překladu tedy *separace kanálů* (uváděný v +dB).

3.6.1. Přeslech mezi kanály

Vyskytuje se u stereofonních zesilovačů. Přeslechem se rozumí, když se dostává část signálu z jednoho kanálu do druhého a naopak. Je patrný při vyšších kmitočtech např. vlivem kapacitních vazeb.

Měření se provádí vybuzením jednoho kanálu zesilovače na jmenovitý výkon, při nastaveném regulátoru hlasitosti naplno a potenciometrů tónových korekcí na středě své dráhy. Vstupy a výstupy jsou zatíženy jmenovitými impedancemi (pro vstupy viz tabulka 1). Měří se napětí nevybuzeného kanálu. Poměr napětí vybuzeného a nevybuzeného kanálu udává velikost přeslechu, který musí být při kmitočtu 1 kHz minimálně 40 dB. Pro měřené kmitočtové pásmo 250 – 10 000

Hz je to minimálně 30 dB. Podle doporučení normy DIN 45 500 by se mělo měřit i při různém nastavení regulátoru hlasitosti (až do -40 dB) nebo různém nastavení tónových korekcí.

3.6.2. Přeslech mezi jednotlivými vstupy

Používá se stereofonních i monofonních zesilovačů, které mají více vstupů pro různé modulační zdroje. Může být velmi nepříjemný v případě, kdy jsou trvale připojeny na některých vstupech zdroje signálu, jejichž signál proniká do vedlejších vstupů.

Přeslech mezi jednotlivými vstupy se měří obdobně jako přeslech mezi kanály. Ke všem vstupům se připojí náhradní vstupní impedance (viz tabulka 1) a na výstup příslušný zatěžovací odpor. K jednomu vstupu se připojí tónový generátor a nastaví se regulátor hlasitosti vstupu naplno. Při jmenovitém vybuzení se měří napětí na výstupu. Přepínačem vstupu se volí mezi ostatními vstupy, které jsou bez vstupního signálu. Výstupní změřené napětí musí mít pro 1 kHz o 50 dB menší úroveň, než vstupní budící napětí. Pro signály v rozmezí 250 – 10 000 Hz je to hodnota minimálně 40 dB. Měření se opakuje pro další buzené vstupy.

3.7. Odstup cizích napětí (S/N, SNR)

Pro předzesilovače a zesilovače do výkonu 20 W norma DIN 45 500 uvádí minimální odstup od cizích napětí 50 dB. Odstup cizích napětí se vypočte jako poměr stanoveného výstupního napětí ke zbytkovému napětí.

Předzesilovače se měří pro 1 kHz, při nastaveném regulátoru hlasitosti naplno a sníženém o 20 dB. Vstup i výstup jsou opatřeny příslušnou zatěžovací impedancí. Měří se v pásmu 32,5 – 20 000 Hz, aby se vyloučilo z měření rušení mimo slyšitelné pásmo.

Koncové a výkonové zesilovače se měří obdobně. Neměří se při jmenovitém výstupním výkonu, ale 2 x 50 mW pro stereofonní zesilovače a 100 mW pro monofonní zesilovače. Vybuzením zesilovače do zátěže 4 Ω bude výstupní napětí 450 mV pro stereo, 630 mV pro mono. Při zátěži 8 Ω bude výstupní napětí 630 mV pro stereo a 900 mV pro mono. Maximální zbytková napětí na výstupu zesilovače pro zátěž 4 Ω pak budou 1,4 mV pro stereofonní a 2 mV pro monofonní zesilovače. V případě zátěže 8 Ω to budou napětí 2 mV pro stereo a 2,8 mV pro monofonní zesilovače.

Při měření zesilovače např. o výkonu 40 W bude jeho výstupní napětí o 3 dB vyšší, než zesilovač s výkonem 20 W. V tomto případě bude minimální odstup cizích napětí 47 dB.

Měření S/N (Signal/Noise) - poměr signál/šum nebo také používané označení SNR (Signal-to-Noise Ratio) – odstup signálu od šumu se měří jiným způsobem [10]. Vstup a výstup se opatří příslušnou zatěžovací impedancí. Měří se při regulátoru hlasitosti vytočeném naplno. Nejprve se změří napětí na výstupu při jmenovitém výstupním výkonu. Potom se změří napětí bez buzení, tj. šumové napětí. Odstup signálu od šumu se vypočte poměrem jmenovitého výstupního napětí k šumovému napětí. Zesilovač se měří obvykle v pásmu do 22 kHz, tímto se omezí pokles napětí na horním přenášeném kmitočtu 20 kHz.

3.8. Odstup rušivých napětí

Vychází se z principu měření odstupu cizích napětí, avšak rozdíl je v použití váhového filtru s průběhem podle křivky A, který vychází z citlivosti lidského sluchu závislého na frekvenci při různých hlasitostech. Sluch je méně citlivý pro nižší kmitočty. Tato metoda se má přiblížit skutečnému sluchovému vjemu.

3.9. Jmenovitý výstupní výkon

Je to výkon, který je zesilovač schopen odevzdat do příslušné zatěžovací impedance (reproduktoru). Někdy se nazývá také trvalý výkon. Podle normy DIN 45500 by měl zesilovač být schopen tento výkon dodávat minimálně 10 minut. V případě stereofonního zesilovače se měří výkon do obou kanálů současně. Při jmenovitém výstupním výkonu nesmí zesilovač překročit maximální zkreslení 0,7 % pro koncové zesilovače a 1 % pro výkonové zesilovače. Stereofonní zesilovač třídy Hi-Fi musí mít výkon alespoň 2 x 6 W, monofonní zesilovač 10 W.

Měření se nejčastěji provádí vybuzením zesilovače na kmitočtu 1 kHz. Měří se výstupní napětí na příslušném zatěžovacím rezistoru (4 nebo 8 Ω). Jmenovitý výstupní výkon se spočítá dosazením do vzorce (5):

$$P_z = \frac{U_z^2}{R_z} \quad [W; V, \Omega] \quad (5)$$

3.10. Výkonová šířka pásma (BW)

Tento parametr určuje, v jakém přenosovém pásmu je zesilovač schopný dodat do zátěže jmenovitý výstupní výkon. Přenosové pásmo je ohraničeno dolním a horním mezním kmitočtem, při kterém se zmenší výkon na polovinu.

Měření se provádí nastavením jmenovitého výstupního napětí při 1 kHz. Poté se snižuje kmitočet tónového generátoru, než nastane pokles o 3 dB, tímto se nalezne dolní mezní kmitočet f_d . Zvyšováním kmitočtu se postup opakuje pro horní mezní kmitočet f_h . Norma DIN 45 500 stanovuje minimální výkonovou šířku pásma 40 – 12 500 Hz, což je u kvalitních zesilovačů s přehledem splněno.

V anglických manuálech zesilovačů se uvádí parametr BW (Bandwidth) – šířka pásma, která se uvádí pro různý pokles hodnot v krajních pásmech [10]. Zpravidla to bývají hodnoty 0/-0,5 dB nebo 0/-3 dB v měřeném pásmu 20 – 20 000 kHz.

3.11. Vnitřní impedance zesilovače

Vnitřní impedance zesilovače souvisí s jakostí poslechu. Závisí na konstrukci zesilovače a měla by být co možná nejmenší, kdy jsou nejvíce zatlumovány připojené reproduktory. Podle normy DIN 45 500 je povolená vnitřní impedance zesilovače 1/3 zatěžovací impedance. Např. pro 4 ohmovou zátěž je to hodnota 1,33 Ω , s činitelem útlumu 3 (viz kap.3.12). Podmínka musí být dodržena v pásmu 40 – 12 500 Hz.

Měření se provádí při maximálním vybuzení zesilovače bez zátěže (naprázdno). Změří se tak hodnota napětí U_{20pp} na výstupu. Poté se připojí jmenovitá zátěž R_Z a napětí na výstupu se o něco zmenší na hodnotu U_{2RZpp} . Výpočet se provede dosazením do vzorce (6).

$$r_{vyst} = \frac{\Delta U_{2pp}}{\Delta I_{2pp}} = \frac{U_{20pp} - U_{2RZpp}}{\frac{U_{2RZpp}}{R_Z}} \quad [\Omega] \quad (6)$$

3.12. Činitel útlumu

Jeho velikost souvisí s jakostí produkce, má anglický název *Damping Factor*. Vyjadřuje schopnost zesilovače ukončit buzení reproduktoru po skončení signálu. Jeho hodnota udává poměr mezi odporem zátěže a vnitřní impedancí zesilovače. Označujeme jej D a vypočítá se podle vztahu (7). Jeho hodnota podle normy DIN 45 500 musí být minimálně 3 pro $R_Z = 4 \Omega$.

$$D = \frac{R_Z}{r_{vyst}} \quad [\Omega] \quad (7)$$

3.13. Vstupní impedance

Zesilovač může obsahovat jeden nebo více vstupů, které jsou přizpůsobeny různým modulačním zdrojům. Podle normy DIN 45 500 by tyto zdroje neměly být zatěžovány vstupy zesilovače, jsou připojeny téměř naprázdno. Impedance příslušného vstupu zesilovače má být 3 až 5 x vyšší, než výstupní impedance modulačního zdroje.

V tabulce 2, která je převzata z literatury [7], jsou uvedeny minimální vstupní impedance zesilovače pro různé zdroje signálu podle normy DIN 45 500.

Tabulka 2: Minimální vstupní impedance zesilovače podle normy DIN 45 500

Přenoska krystalová	470 kΩ
Přenoska magnetodynamická	47 kΩ
Magnetofon	220 kΩ
Tuner	220 kΩ
Univerzální vstup	220kΩ

Měření vstupní impedance se provádí několika metodami, např. na vstup zesilovače se připojí tónový generátor o kmitočtu 1 kHz. Jeho napěťová úroveň se nastaví na hodnotu odpovídající 1/2 nebo 1/4 výstupního výkonu. Na pozici regulátoru hlasitosti moc nezáleží. Poté se připojí mezi generátor a zesilovač potenciometr (nebo trimr) a nastaví napětí na výstupu na polovinu původní hodnoty, čili pro 1/2 původního napětí na 1/4 nebo 1/4 původní hodnoty na 1/8. Vstupní odpor zesilovače bude roven změřené velikosti tohoto potenciometru.

Další metoda se používá, když známe přibližnou hodnotu vstupní impedance. Použije se rezistor R_{SN} o podobné velikosti, jakou budeme měřit. Zapojí se do série mezi generátor a vstup zesilovače. Na generátoru se nastaví hodnota odpovídající např. 1/2 nebo 1/4 výstupního výkonu. Měří se napětí na výstupu generátoru u_{1pp} a napětí na vstupu zesilovače u_{1pp} , které je za předřadným odporem. Vstupní odpor zesilovače se vypočte podle vzorce (8).

$$r_{vst} = \frac{u_{1pp}}{\frac{u_{1pp} - u_{1pp}}{R_{SN}}} \quad [\Omega] \quad (8)$$

3.14. Účinnost

V Angličtině *Efficiency* má význam hlavně u výkonových zesilovačů. Souvisí s pracovní třídou koncového stupně zesilovače. Označuje se η a je definována jako poměr výkonu odevzdaného do zátěže ku příkonu zesilovače, který odebírá z napájecího zdroje (9).

$$\eta = \frac{P_z}{P_0} \quad [-; W, W] \quad (9)$$

Účinnost je bezrozměrné číslo, ale vynásobením její hodnoty číslem 100 dostaneme výsledek v procentech.

3.15. Dynamický rozsah

Jeho zkratka je DR a anglický název *Dynamic Range*. Dynamika zesilovače je vymezena minimální a maximální hodnotou signálu, který dokáže zesilovač zpracovat. Slabé signály na výstupu zesilovače se ztrácí v šumu a velké signály jsou omezeny napájecím napětím nebo maximálním povoleným zkreslením zesilovače. Dynamický rozsah se vypočte jako poměr maximálního ku minimálnímu vstupnímu napětí, při kterých nedojde k překročení stanovených hodnot zkreslení výstupního signálu (10) [4].

$$DR = 20 \cdot \log \frac{U_{1\max}}{U_{1\min}} \quad [dB; V, V] \quad (10)$$

Celkový dynamický rozsah by se dal vypočíst jako poměr S/N + přebuzení (Headroom) zesilovače, při stanovené míře zkreslení.

3.16. Zesílení (Gain)

Zesílení je poměr výstupní veličiny ke vstupní veličině. Rozlišuje se 5 typů zesílení [3]:

- napěťové (11)

$$A_{udB} = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1} \quad [dB; V, V] \quad (11)$$

- proudové (12)

$$A_{idB} = 20 \cdot \log \frac{I_2}{I_1} \quad [dB; A, A] \quad (12)$$

- výkonové (13)

$$A_{pdB} = 20 \cdot \log \frac{P_2}{P_1} \quad [dB; W, W] \quad (13)$$

- transimpedanční (14)

$$A_{U/I dB} = 20 \cdot \log \frac{U_2}{I_1} \quad [dB; V, A] \quad (14)$$

- transadmitanční (15)

$$A_{I/U dB} = 20 \cdot \log \frac{I_2}{U_1} \quad [dB; A, V] \quad (15)$$

Amplitudová charakteristika (Amplitude Response) – vyjadřuje grafické zpracování závislosti zesílení na kmitočtu.

Fázová charakteristika (Phase Response) – vyjadřuje grafickou závislost fázového posuvu na kmitočtu.

3.17. Vstupní citlivost

Vstupní citlivost, která má anglický název *Input Sensitivity*, je velikost vstupního napětí pro jmenovité vybuzení zesilovače. Někdy se také používá pojem *maximální vstupní citlivost*, což je maximální velikost vstupního napětí pro přebuzení zesilovače s požadovaným zkreslením a v požadovaném frekvenčním pásmu. To je dáno tím, že zesilovač nezpracovává signál s konstantní jmenovitou výstupní úrovní, ale měl by být schopen zpracovat i signálové špičky.

3.18. Potlačení souhlasného napětí (CMRR)

Většina profesionálních zesilovačů je vybavena symetrickým vstupem, který je zapojen jako diferenciální zesilovač. Obvodově je řešen operačním zesilovačem nebo z diskretních součástek. Symetrický vstup je tvořen třívodičovým připojením: + signál, - signál, zem (GND). Vstupní signál se vede symetrickým krouceným párem, který je obmotán stíněním. Toto uspořádání má výhodu

v tom, že se případné interference z okolí indukují do obou vodičů současně. Přivedením takového signálu do diferenciálního zesilovače se v ideálním případě souhlasné složky odečtou a zesílí se jen rozdíl ze signálových vodičů, jejichž napětí je v protifázi. V reálných obvodech se vlivem malých rozdílů v zesílení invertujícího a neinvertujícího zesilovače část souhlasného signálu na výstupu zesílí.

Činitel potlačení souhlasného signálu (CMRR - *Common Mode Rejection Ratio*, někdy také CMR – *Common mode Rejection*) je definován jako poměr mezi diferenčním napěťovým zesílením A_d a napěťovým zesílením souhlasného signálu A_s (16) [11].

$$CMRR = 20 \cdot \log \left| \frac{A_d}{A_s} \right| \quad [dB] \quad (16)$$

3.19. Šumový činitel (EIN)

Nazývá se také jako *šumové číslo* (Noise Figure) [3]. Šumová napětí na výstupu zesilovače způsobují především rezistory a aktivní součástky. Šumový činitel je poměr zvýšení výstupního výkonu šumu ke vstupnímu šumu zesilovače. Jeho hodnota charakterizuje snížení odstupů S/N na výstupu k hodnotě S/N na vstupu. Šumový činitel F se vypočítá podle vztahu (17) [3], kde P_{vst} je výkon vstupního signálu, $P_{švst}$ je šumový výkon vstupního signálu, $P_{výst}$ je výkon výstupního signálu a $P_{švýst}$ je šumový výkon výstupního signálu.

$$F = \frac{\frac{P_{vst}}{P_{švst}}}{\frac{P_{výst}}{P_{švýst}}} \quad [-; W, W] \quad (17)$$

Činitel šumu vyjádřený v dB se nazývá *míra šumu* F_{dB} (18) [3].

$$F_{dB} = 10 \cdot \log F \quad [dB] \quad (18)$$

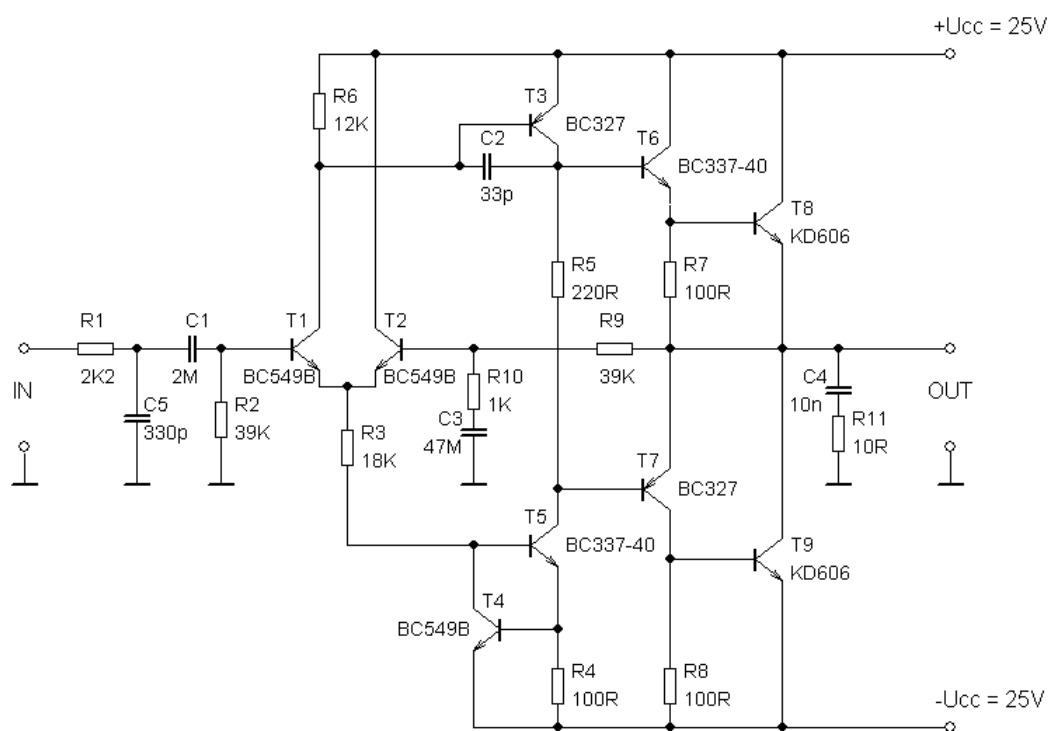
V anglických manuálech zesilovačů se setkáváme se zkratkou EIN (Equivalent Input Noise) – ekvivalentní vstupní šum [10]. Jeho hodnota se vztahuje k referenční úrovni $0 \text{ dBu} = 0,775 \text{ V}$.

Měří se hodnota výstupního napětí zesilovače, který je zatížen jmenovitou vstupní impedancí a s nastaveným regulátorem hlasitosti naplno. Určí se rozdíl naměřeného napětí od hodnoty referenční úrovně.

4. Analýza výkonových zesilovačů

4.1. Zesilovač Sinclair Z-30

Jde o klasické zapojení koncového stupně anglické firmy Sinclair z roku 1969, které upravil český konstruktér Pavel Macura [12]. Nahradil především starší typy tranzistorů novějšími běžnými modely s lepšími parametry, ale zaměřil se také na stabilitu zesilovače a zlepšování dalších parametrů.



Obr. 10: Schéma zapojení zesilovače Sinclair Z-30

Na vstupu zesilovače (obr. 10) je pásmová propust, která je tvořena kombinací R_1 , C_5 a C_1 , R_2 . Tímto se oddělí vstup diferenčního zesilovače od stejnosměrné složky a zamezí se vysokofrekvenčnímu rušení. Tento filtr určuje vstupní impedanci zesilovače, která díky reaktancím kondenzátorů bude kmitočtově závislá.

Vstupní část zesilovače tvoří diferenční zesilovač [12], který má invertující vstup na bázi T_1 a invertující vstup na bázi T_2 , na který je přivedena záporná zpětná vazba. Celkový emitorový proud obou tranzistorů je nastavený velikostí rezistoru R_3 . Pro třídu A je jeho velikost 2 mA. Zesílený vstupní signál se snímá na rezistoru R_6 a je zesílen tranzistorem T_3 pracujícím ve třídě A, který

slouží jako budič koncového stupně, tvořeného kvazikomplementárním Darlingtonovým zapojením tranzistorů T_6 až T_9 . Klidový proud tranzistorů T_8 a T_9 je nastavený hodnotou rezistorů $R_7 = R_8$, které zároveň slouží jako jejich bias rezistory. Úbytek napětí 1,8 V na rezistoru R_5 nastavuje T_6 a T_7 do třídy AB.

Pomocí kondenzátoru C_2 je zavedena záporná zpětná vazba mezi kolektor a bázi T_3 , která brání rozkmitání zesilovače na úkor zmenšení horního přenášeného pásma.

Tranzistor T_4 vytváří odpor diferenčního zesilovače a spolu s T_5 tvoří dvojité proudové zrcadlo. Tranzistor T_5 tvoří dynamickou zátěž tranzistoru T_3 a slouží také k teplotní stabilizaci zesilovače, protože je připojen společně na chladiči s výkonovými tranzistory. Rezistor R_4 nastavuje klidový proud zesilovače. Zmenšením jeho velikosti se zesilovač přibližuje zapojení ve třídě A. Filtr na výstupu zesilovače zabraňuje jeho rozkmitání při vyšších kmitočtech.

Napětíové zesílení je určeno zápornou zpětnou vazbou, která je přivedena do diferenčního zesilovače pomocí R_9 , R_{10} a C_3 .

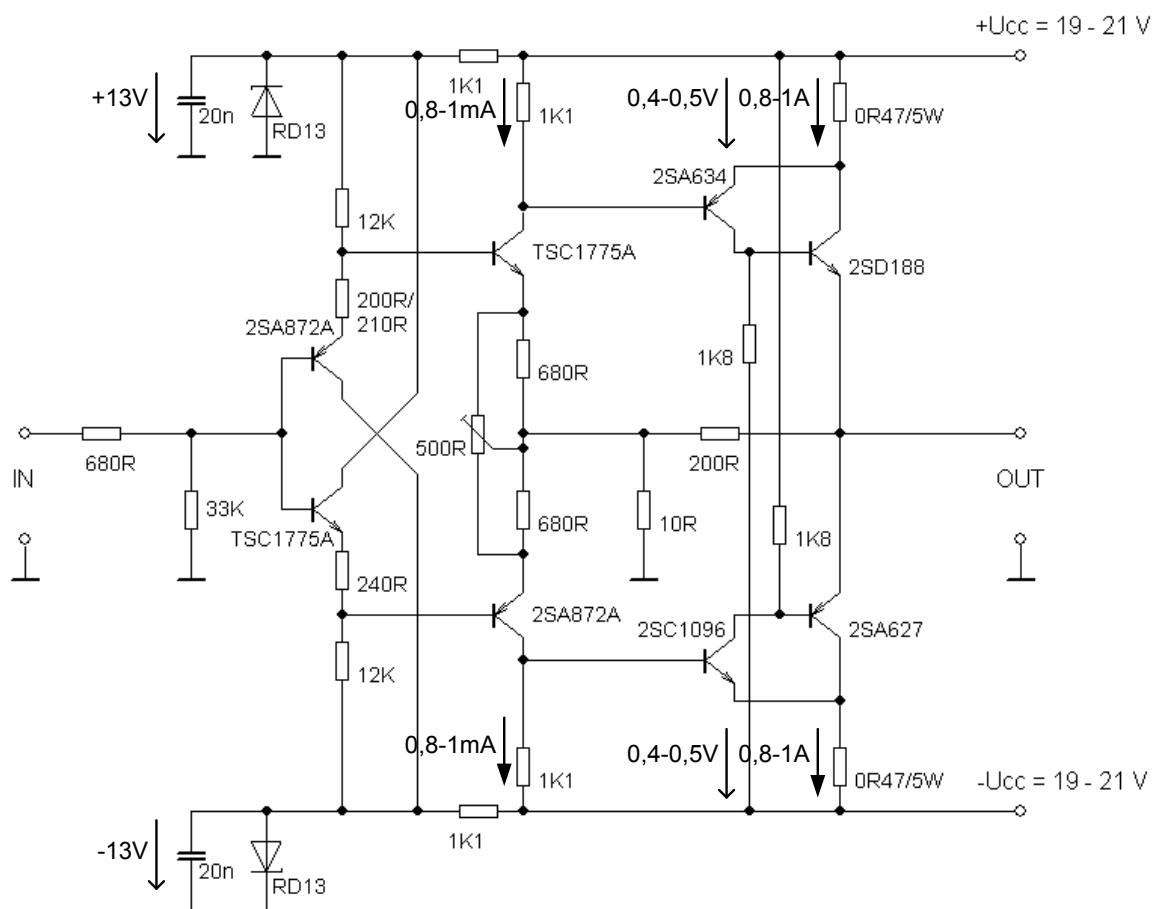
Parametry zesilovače Z-30 [13]:

- jmenovitý výstupní výkon 25 W do zátěže 4Ω
- přenosové pásmo 10 – 300 kHz ± 1 dB
- THD = 0,02 %
- SNR ≥ 70 dB
- Výkonový stupeň ve třídě AB

4.2. Zesilovač Jean Hiraga 20W Class-A Amplifier

Na obrázku 11 je zapojení zesilovače, podle francouzského konstruktéra Jeana Hiragy [14]. Vychází se z celosymetrického zapojení ve třídě A se stejnosměrnou vazbou mezi stupni. Toto zapojení vychází z vnitřní struktury operačního zesilovače OPA603 firmy Burr–Brown [15]. Jedná se o operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (CFA). Vstupní signál do zesilovače je přiveden do neinvertujícího (napětíového) vstupu s vysokou vstupní impedancí a zpětná vazba z výstupu je přivedena do invertujícího (proudového) vstupu.

Hlavní výhodou operačního zesilovače s proudovou zpětnou vazbou je zvětšení šířky kmitočtového pásma. Nastavení zesílení se provede ve zpětnovazebním obvodu vhodným nastavením zpětnovazebního odporu.



Obr. 11: Schéma zapojení zesilovače Jean Hiraga 20 W Class-A Amplifier

Napětí na neinvertujícím vstupu +In se rovná napětí na -In na invertujícím vstupu. To znamená, že výsledné napěťové zesílení je jedna. Potenciometrem se dostavuje symetrie zapojení a stejnosměrný offset.

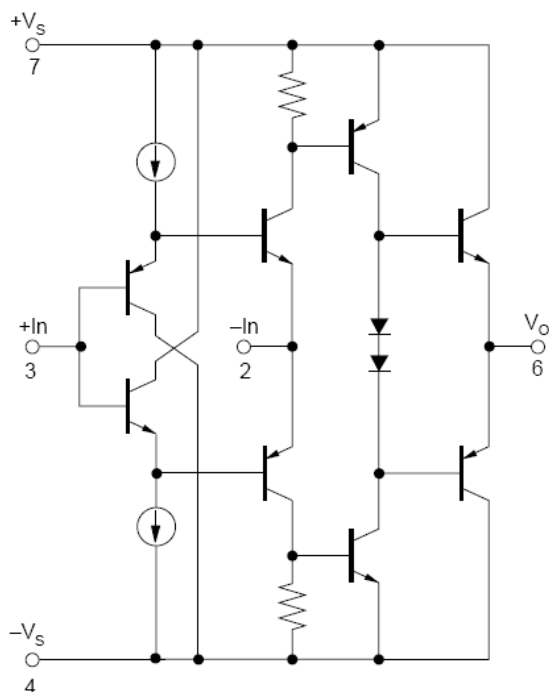
Zesilovač podle obrázku 11 tvoří na vstupu v 1. stupni emitorové sledovače, které slouží ke zvýšení úrovně vstupního napětí na báze tranzistorů v 2. stupni.

Koncový stupeň ve třídě A je tvořen Darlingtonovým zapojením tranzistorů, jejichž příčnou větví protéká konstantní proud 0,8 až 1 A. Tím jsou kladeny velké nároky na napájecí zdroj, protože zesilovač odebírá pořád stejný příkon a tím i na chlazení výkonových tranzistorů a tepelnou stabilizaci.

Parametry zesilovače Jeana Hiragy [14]:

- jmenovitý výstupní výkon 20 W do zátěže 4Ω
- přenosové pásmo 1 MHz -3 dB
- THD $\leq 1,5\%$

- Zesilovač pracuje ve třídě A



Obr. 12: Operační zesilovač OPA603

Návrh mého zesilovače vychází z výše popsané varianty řešení na obrázku 11. V další kapitole budou podrobněji popsány jednotlivé části návrhu.

5. Návrh výkonového zesilovače

Návrh výkonového zesilovače se skládá ze tří částí: koncový stupeň, emitorové sledovače a předzesilovač. V návrhu postupujeme od koncového stupně ke vstupu zesilovače. Výkonový zesilovač vychází ze zapojení s dobrými parametry od Jeana Hiragy (kapitola 4.2) a předzesilovač je zapojený jako přístrojový zesilovač.

Zadané hodnoty:

- zapojení ve třídě A
- jmenovitá zátěž $R_z = 4 \Omega$
- jmenovitý výstupní výkon $P_z = 20 \text{ W}$

5.1. Koncový stupeň

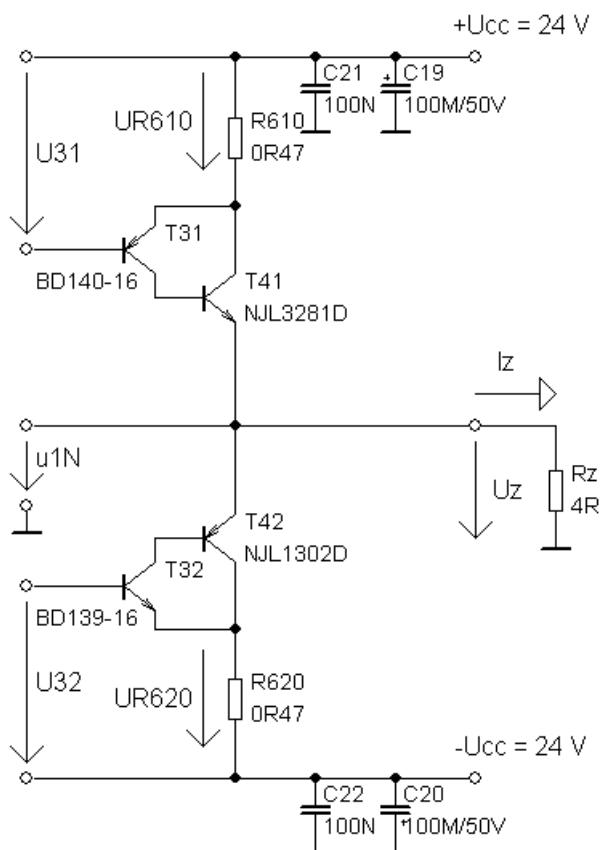
Koncový stupeň pracuje ve třídě A, to znamená, že odebírá konstantní příkon ze zdroje, který není závislý na vybuzení zesilovače. Je použito symetrické napájecí napětí $\pm 24 \text{ V}$. Koncový stupeň je tvořen Darlingtonovým zapojením podle obrázku 13. Tranzistory T_{31} spolu s T_{32} a T_{41} spolu s T_{42} tvoří komplementární dvojice. Tranzistory nejsou bohužel párované, vybral jsem T_{31} a T_{32} podle shodných úbytků napětí mezi bází a emitorem. Tranzistory T_{41} a T_{42} nejsou párovány, byly zakoupeny po jednom kuse.

5.1.1. Tranzistory ThermalTrak

Modifikaci původního zapojení tvoří použití výkonových tranzistorů NJL3281D (NPN) a NJL1302D (PNP). Je to komplementární dvojice typu ThermalTrak [16], které mají zabudovány v jednom pouzdře navíc měřící diodu pro teplotní stabilizaci. Toto uspořádání je vhodné, protože se zlepši teplotní závislost zesilovače oproti obvyklé metodě, kdy je snímací prvek teploty (např. dioda) umístěn vedle výkonového tranzistoru. Tím vzniká teplotní vazba přes chladič, který svou teplotní setrvačností zpomaluje odečítání teplotních změn.

Základní parametry tranzistorů NJL3281D a NJL1302D:

- napětí kolektor-emitor $U_{CE} = 260 \text{ V}$
- kolektorový proud $I_C = 15 \text{ A}$
- ztrátový výkon tranzistoru $P_{CE} = 200 \text{ W}$



Obr. 13: Koncový stupeň

5.1.2. Výkonová bilance pro horní stupeň

Jelikož je koncový stupeň zapojený symetricky, shodují se vypočtené hodnoty pro horní stupeň s dolním stupněm.

Maximální napětí na zátěži R_z (19):

$$U_{zm} = \sqrt{2P_z R_z} = \sqrt{2 \cdot 20 \cdot 4} = 12,6 \text{ V} \quad (19)$$

Výpočet minimálního napájecího napětí $+U_{ccmin}$ je podle vztahu (20), kde U_{SAT41} je přibližné saturační napětí tranzistoru T_{41} a U_{R610} je úbytek napětí na emitorovém rezistoru, jehož hodnota je v rozmezí 0,5 až 1 V, podle volby velikosti R_{610} .

$$+U_{cc\min} \geq U_{zm} + U_{CESATT41} + U_{R610} \geq 12,6 + 1,4 + 1 \geq 15V \quad (20)$$

Během měření bylo zvýšeno napájecí napětí zesilovače na $+U_{cc} = 24 \text{ V}$. Tím se zlepšily jeho parametry, zejména zkreslení a přebuditelnost zesilovače.

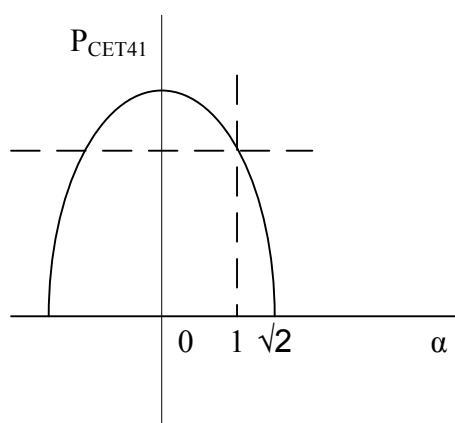
Maximální proud tekoucí zátěží (21):

$$I_{zm} = \sqrt{\frac{2P_z}{R_z}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 20}{4}} = 3,16A \quad (21)$$

Maximální příčný proud tekoucí T_{41} (22):

$$I_{CT41m} = \frac{I_{zm}}{2} = \frac{3,16}{2} = 1,58A \quad (22)$$

Činitel vybuzení $\alpha = U_{CET41m}/+U_{cc}$ je znázorněn na obrázku 14. Jeho hodnota leží v rozsahu 0 až 1. Když se nachází na hodnotě $\alpha = 1$, potom napětí $U_{CET41m} = +U_{cc}$.



Obr. 14: Průběh činitele vybuzení

Ztrátový výkon P_{CET41} pro $\alpha = 1$ (23):

$$P_{CET41} = \frac{+U_{cc}^2}{4R_z} (2 - \alpha) = \frac{24^2}{4 \cdot 4} (2 - 1) = 36W \quad (23)$$

5.1.3. Návrh chladiče

Tranzistory T_{41} a T_{42} je potřebné chladit. Každý z tranzistorů má svůj vlastní chladič. Výpočty jsou totožné, proto uvádím návrh chladiče jenom pro tranzistor T_{41} . Výpočet tepelného odporu chladiče R_{tch} je podle vzorce (24) [17], kde v_{jmax} je maximální teplota čipu tranzistoru, v_{amax} je maximální teplota okolního prostředí, P_{CET41} je ztrátový výkon tranzistoru, R_{ti} je teplotní odpor mezi čipem a

pouzdem tranzistoru a $R_{ti} = 0,1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ je tepelný odpor mezi pouzdem tranzistoru a chladičem pro vazelinu.

$$R_{tch} = \frac{g_{j\max} - g_{a\max}}{P_{CET41}} - (R_{ti} + R_{tl}) = \frac{150 - 45}{36} - (0,625 + 0,1) = 2,2^\circ\text{C/W} \quad (24)$$

5.1.4. Napájení koncového stupně

Zesilovač třídy A klade poměrně velké nároky na napájecí zdroj. Jedním z důvodů je, že zesilovač odebírá stále stejný příkon a tím zatěžuje napájecí obvody, které musí být dostatečně dimenzovány. Je vhodné použít toroidní transformátor, který má nižší rozptylové pole a také nižší hlučnost. Zesilovač je napájen symetrickým napětím $\pm 24 \text{ V}$. Obvodové řešení zesilovače je se symetrickým uspořádáním a jednotlivé stupně jsou stejnosměrně vázány, tímto mohou nastat problémy s offsetem zapojení, který je způsobený kolísáním kladné a záporné napájecí větve. K omezení zvlnění napětí je potřeba použít velké filtrovací kapacity. V původním zapojení [14] jsou použity kondenzátory o hodnotě $3 \times 60 \text{ mF}$ pro každou napájecí větev. Napájecí vodiče by měly být co nejkratší s dostatečným průřezem, nejlépe $2,5 \text{ mm}^2$. Na desce plošných spojů jsou umístěny další blokovací kondenzátory C_{19} až C_{22} , jejich význam je vysvětlený v kapitole 5.3.2. Pro správné zemnění a tím zabránění zemním smyčkám je důležité, aby jednotlivé vodiče zemí směřovaly do jednoho uzlu poblíž napájecího zdroje.

5.2. Emitorové sledovače

Zapojení na obrázku 15 vychází z operačního zesilovače s proudovou zpětnou vazbou. Napájecí napětí je pro 1. stupeň emitorových zesilovačů filtrováno kondenzátory C_{15} až C_{18} spolu s rezistory R_{310} a R_{320} . Na vysokoimpedanční vstup u_{IP} je připojen výstup předzesilovače a na nízkoimpedanční vstup je přivedena záporná zpětná z výkonového z koncového stupně. Rezistor R_{12} a kondenzátor C_{14} jsou součástí dolní propusti, která má za úkol odfiltrovat vysokofrekvenční rušení na vstupu zesilovače, viz kapitola 5.3.1. Rezistor R_{13} slouží k vyrovnání potenciálů na bázích T_{11} a T_{12} , zároveň určuje vstupní impedanci zesilovače, viz kapitola 5.2.2. Diody D_1 a D_2 jsou součástí tranzistorů ThermalTrak s teplotní závislostí $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

5.2.1. Výpočet obvodových prvků pro horní stupeň emitorových sledovačů

Celosymetrické zapojení emitorových sledovačů umožňuje řešit horní stupeň samostatně a výsledné hodnoty použít pro dolní stupeň. Napěťový přenos mezi $u_{IP} = u_{IN} = 0 \text{ V}$ je $A_{uIPIN} = 1$.

Proud báze T_{21} (25):

$$i_{BT21} = \frac{i_{R440}}{h_{21ET21}} = \frac{2,4 \cdot 10^{-3}}{300} = 8 \mu A \quad (25)$$

Proud emitoru T_{11} (26):

$$i_{ET21} = i_{R210} - i_{BT21} = 0,84 \cdot 10^{-3} - 8 \cdot 10^{-6} = 0,83 mA \quad (26)$$

Volíme hodnotu rezistoru $R_{110} = 560 \Omega$, na kterém vznikne úbytek napětí U_{R110} (27):

$$U_{R110} = i_{ET11} \cdot R_{110} = 0,83 \cdot 10^{-3} \cdot 560 = 0,46V \quad (27)$$

Úbytek napětí na R_{210} (28):

$$U_{R210} = +U_{cc} - u_{BET11} - U_{R110} = 24 - 0,7 - 0,46 = 22,8V \quad (28)$$

Hodnota rezistoru R_{210} (29):

$$R_{R210} = \frac{U_{R210}}{i_{R210}} = \frac{22,8}{0,84 \cdot 10^{-3}} = 27,1 k\Omega \stackrel{E24}{=} 27K \quad (29)$$

Úbytek napětí na R_{610} (30):

$$U_{R610} = i_{R610} \cdot R_{610} = 1,47 \cdot 0,47 = 0,7V \quad (30)$$

Úbytek napětí na U_{R440} (31):

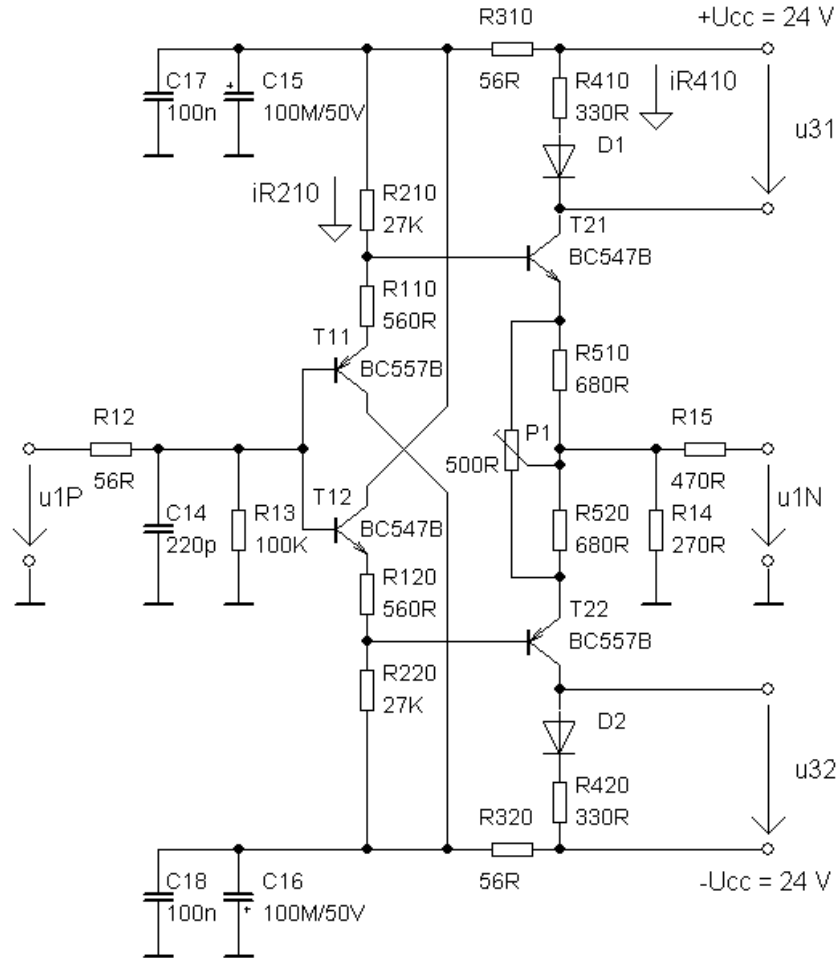
$$U_{R440} = u_{R610} + u_{BET31} = 0,7 + 0,7 = 1,4V \quad (31)$$

Hodnota rezistoru R_{440} (32):

$$R_{R330} = \frac{U_{R440} - u_{D1}}{i_{R440}} = \frac{1,4 - 0,7}{2,4 \cdot 10^{-3}} = 291,7\Omega \stackrel{E24}{=} 330R \quad (32)$$

Úbytek napětí na R_{510} (33):

$$U_{R510} = u_{BET11} + U_{R110} - u_{BET21} = 0,7 + 0,46 - 0,7 = 0,46V \quad (33)$$



Obr. 15: Emitorové sledovače

Zpětná vazba z výstupu koncového stupně je přivedena na napěťový dělič tvořený z rezistorů R_{14} a R_{15} . Jejich hodnoty jsem experimentálně určil při měření zesilovače.

5.2.2. Vstupní impedance koncového zesilovače

Nejdříve musíme vypočítat vstupní impedanci emitorových sledovačů. Na obrázku 16 je schéma zapojení 2. dolního stupně emitorového sledovače. Napájecí větev je připojena na zem.

Dynamický odpor báze-emitor T_{22} (34), kde U_T je teplotní napětí:

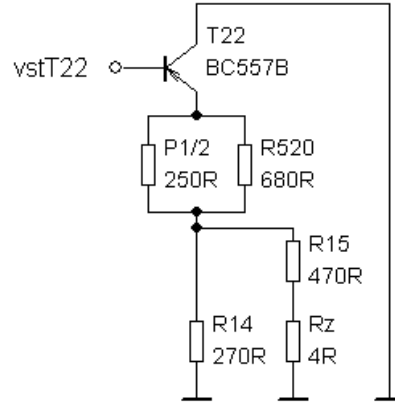
$$r_{BET22} \approx \frac{\beta}{g_{T22}} \approx \frac{\beta}{\frac{I_{CT22}}{mU_T}} \approx \frac{300}{\frac{2,4 \cdot 10^{-3}}{2,25 \cdot 10^{-3}}} \approx 6k\Omega \quad (34)$$

Odpor R_{ET22} se vypočítá sériovoparalelní kombinací všech odporů v emitoru T_{22} (35), kde $P_{1/2}$ představuje odpor potenciometru v polovině své dráhy.

$$R_{ET22} \approx (P_{1/2} \parallel R_{520}) + (R_{14} \parallel (R_{15} + R_z)) \approx (250 \parallel 680) + (270 \parallel (470 + 4)) \approx 355 \Omega \quad (35)$$

Velikost vstupní impedance mezi bází a zemí T₂₂ (36):

$$r_{vstT22} \approx r_{BET22} + (\beta + 1)R_{ET22} \approx 6 \cdot 10^3 + (300 + 1) \cdot 355 \approx 113 k\Omega \quad (36)$$



Obr. 16: Impedance 2. dolního stupně

Dynamický odpor báze-emitor T₁₂ pro 1. dolní stupeň (obr.17) (37):

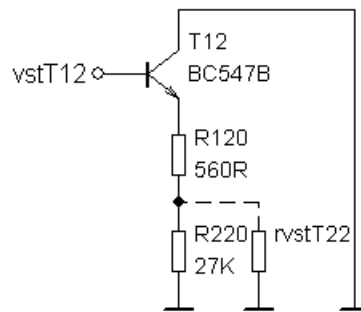
$$r_{BET12} \approx \frac{\beta}{g_{T12}} \approx \frac{\beta}{\frac{I_{CT12}}{mU_T}} \approx \frac{300}{\frac{0,84 \cdot 10^{-3}}{2,25 \cdot 10^{-3}}} \approx 18 k\Omega \quad (37)$$

Odpor R_{ET12} je sériovoparalelní kombinace odporů zapojených v emitoru T₁₂ (38):

$$R_{ET12} \approx R_{120} + (R_{220} \parallel r_{vstT22}) \approx 560 + (27 \cdot 10^3 \parallel 113 \cdot 10^3) \approx 22 k\Omega \quad (38)$$

Velikost vstupní impedance mezi bází a zemí T₁₂ (39):

$$r_{vstT12} \approx r_{BET12} + (\beta + 1)R_{ET12} \approx 18 \cdot 10^3 + (300 + 1) \cdot 22 \cdot 10^3 \approx 6,6 M\Omega \quad (39)$$



Obr. 17: Impedance 1. dolního stupně

Jelikož jsou horní a dolní stupně k sobě řazeny paralelně, bude celková vstupní impedance emitorového sledovače $1/2 r_{vstT12}$ (40):

$$r_{vstES} \approx \frac{r_{vstT12}}{2} \approx \frac{6,6 \cdot 10^6}{2} \approx 3,3 M\Omega \quad (40)$$

Výsledná vstupní impedance koncového zesilovače mezi vstupem u_{1P} a zemí se vypočte podle vztahu (41):

$$r_{vst u1P} \approx (R_{13} \parallel r_{vstES}) + R_{12} \approx (100 \cdot 10^3 \parallel 3,3 \cdot 10^6) + 56 \approx 97 k\Omega \approx R_{13} \quad (41)$$

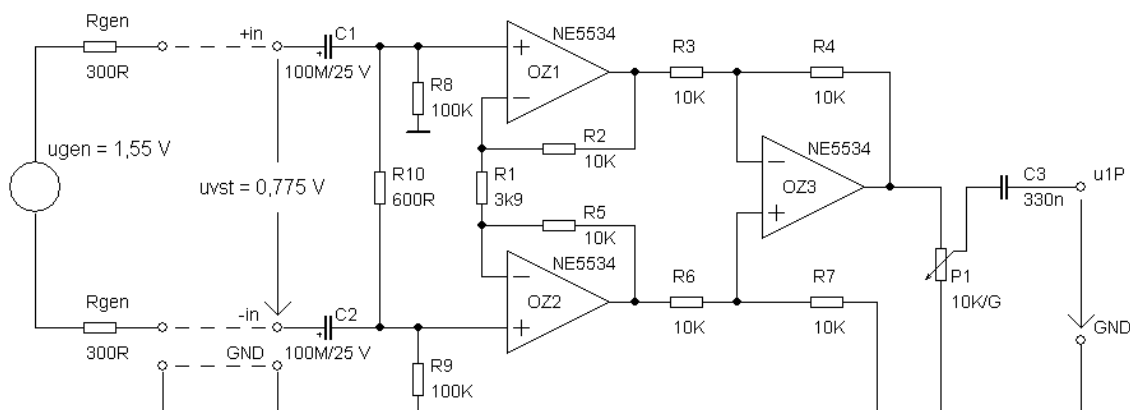
Z výpočtu je patrné, že vstupní impedance zesilovače bude mít přibližnou hodnotu rezistoru podle $R_{13} = 100 k\Omega$.

5.3. Návrh předzesilovače se symetrickým vstupem

Jedná se o doplnění navrženého zesilovače o přístrojový zesilovač, tedy rozdílový zesilovač s uzavřenou zpětnovazební smyčkou, který zesiluje rozdíl napětí mezi jeho vstupy a potlačuje souhlasné napětí na vstupu [11]. Jeho výhodou je snížení vlivu rušení z okolí, které působí na signálové vodiče, viz kapitola 3.18.

Zapojení vychází z katalogového listu Hi-Fi operačního zesilovače LM4562 [18]. Pro realizaci jsem použil levnější operační zesilovač NE5534 [19], který se často používá pro audioaplikace a má dobré parametry, např. ekvivalentní vstupní šum $3,5 nV/\sqrt{Hz}$, šířku pásma 10 Mhz, činitel potlačení souhlasného signálu 100 dB a rychlost přeběhu $13 V/\mu s$.

Výhodou zapojení přístrojového zesilovače se třemi operačními zesilovači oproti jednomu operačnímu zesilovači je zvětšení vstupní impedance a vyrovnání vstupní impedance invertujícího a neinvertujícího vstupu.



Obr. 18: Schéma zapojení předzesilovače se symetrickým vstupem

Na obrázku 18 vidíme schéma zapojení předzesilovače tvořeného přístrojovým zesilovačem. Vstup je přizpůsoben zdroji 1 mW s výstupní impedancí 600 Ω . Jmenovité efektivní vstupní napětí $u_{vst} = 0,775$ V, je přivedeno na vstupní svorky +in a -in, jejichž polaritu určuje invertujícím a neinvertujícím vstupem OZ3. Vazební kondenzátory C_1 a C_2 slouží k oddělení stejnosměrné složky s dolním přenášeným kmitočtem $f_{d1} = 5$ Hz. Kmitočet je volen co nejniž, aby byl zesilovač minimálně ovlivňován fázovým posuvem v oblasti nízkých kmitočtů. Velikost celkové vstupní vazební kapacity C_v je dána vztahem (42). Jelikož $R_{10} \ll R_8 + R_9$, pak velikost vstupního odporu předzesilovače bude přibližně hodnota R_{10} .

$$C_v = \frac{1}{2\pi f_{d1} R_{10}} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 600} = 53 \mu F \quad (42)$$

Jelikož jsou kondenzátory C_1 a C_2 řazeny v sérii, bude jejich hodnota dána vztahem (43).

$$C_1 = C_2 = 2 \cdot C_v = 106 \mu F \stackrel{E6}{\approx} 100 M / 25 V \quad (43)$$

Použil jsem elektrolytické kondenzátory, ale bylo by vhodné je nahradit bipolárními kondenzátory s lepšími parametry.

Potřebné napěťové zesílení pro jmenovité vybuzení koncového zesilovače je dáno vztahem (44), kde u_{1P} je efektivní hodnota napětí na výstupu předzesilovače a u_{vst} je jmenovité efektivní vstupní napětí.

$$A_u = \frac{u_{1P}}{u_{vst}} = \frac{4,4}{0,775} = 5,6 \approx 6 \quad (44)$$

Když jsou rezistory $R_2 = R_5 = 10$ k Ω , $R_3 = R_6 = 10$ k Ω a $R_4 = R_7 = 10$ k Ω , pak platí následující vztah (45):

$$A_u = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} \quad (45)$$

Požadované zesílení přístrojového zesilovače je nastaveno rezistorem R_1 , úpravou vztahu (45) na (46):

$$R_1 = \frac{2R_2}{A_u - 1} = \frac{20000}{5} = 4k\Omega \stackrel{E24}{\approx} 3K9 \quad (46)$$

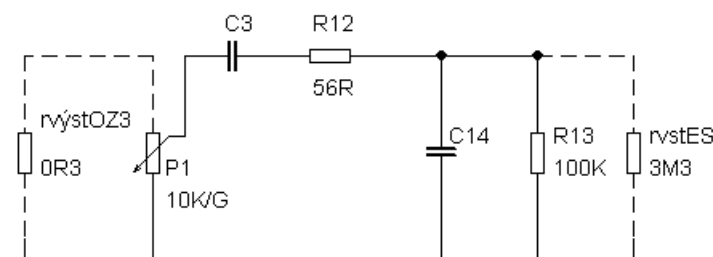
Rychlost přeběhu předzesilovače se vypočte dosazením do vzorce (4), úpravou dostaneme (47), kde $f_h = 300$ kHz je námi požadovaný horní přenášený kmitočet předzesilovače a u_{1P} je efektivní hodnota napětí na výstupu předzesilovače.

$$SR = 2\pi f_h u_{1P} \sqrt{2} = 2\pi \cdot 300 \cdot 10^3 \cdot 4,4 \cdot \sqrt{2} = 11,7 V / \mu s \quad (47)$$

Operační zesilovač NE5534 s katalogovou rychlostí přeběhu $13 V/\mu s$ lze použít pro vypočtenou hodnotu $11,7 V/\mu s$.

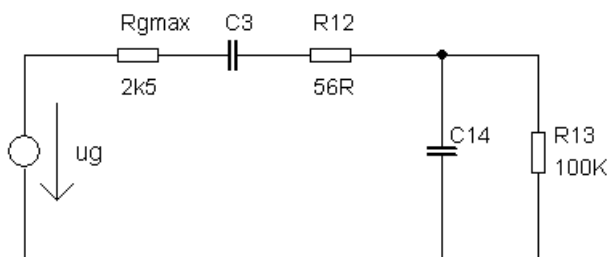
5.3.1. Výpočet kondenzátorů C_3 a C_{14}

Na obr. 19 je část schématu zapojení s navázáním výstupní části předzesilovače na výkonový zesilovač. Rezistor $r_{výstOZ3}$ nahrazuje výstupní impedanci OZ3, jehož katalogová hodnota je $0,3 \Omega$ a rezistor r_{vstES} nahrazuje vstupní impedanci emitorového sledovače.



Obr. 19: Schéma pásmové propusti

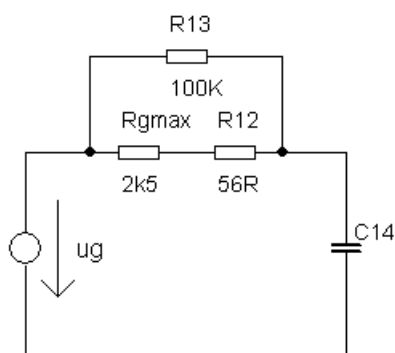
Odpor potenciometru P_1 bude mít největší vliv na filtr ve své maximální hodnotě. Jelikož je z obou stran uzemněn, tak jeho maximální hodnota bude v polovině jeho dráhy na hodnotě $5 k\Omega$. Tímto si jej lze představit jako paralelní kombinaci rezistorů $2 \times 5 k\Omega$, které jsou připojeny mezi C_3 a zem. Tuto paralelní kombinaci a $r_{výstOZ3} \approx 0 \Omega$ můžeme nahradit pomocí Théveninovy větvy zdrojem u_g a rezistorem $R_{gmax} = 2,5 k\Omega$, který je paralelní kombinací jejich hodnot (obr. 20). Protože je vstupní impedance emitorového sledovače $r_{vstES} \gg R_{13}$ tak se ve výpočtech omezíme pouze na hodnotu R_{13} .



Obr. 20: Zjednodušené schéma pásmové propusti

Na obr. 21 je schéma pro výpočet **dolní propusti**. Kondenzátor C_3 má pro vysoké kmitočty nízkou reaktanci, proto není v zapojení zakreslen. Rezistor R_{13} je umístěn paralelně k sériovému řazení $R_{g\max}$ a R_{12} . Jelikož je $R_{13} \gg R_{g\max} + R_{12}$ tak ho ve výpočtu můžeme vynechat. Hodnota kondenzátoru C_{14} se vypočte podle následujícího vztahu (48):

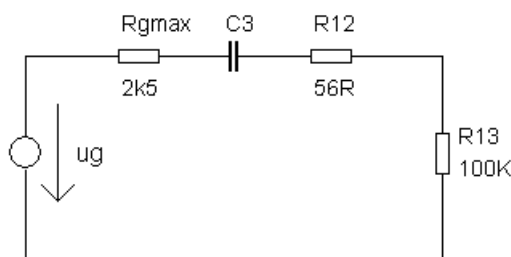
$$C_{14} = \frac{1}{2\pi f_h (R_{g\max} + R_{12})} = \frac{1}{2\pi \cdot 300 \cdot 10^3 \cdot (2500 + 56)} = 208 \text{ pF} \stackrel{E6}{\approx} 220 \text{ p} \quad (48)$$



Obr. 21: Schéma dolní propusti

Na obr. 22 je schéma pro výpočet **horní propusti**. Kondenzátor C_{14} má pro nízké kmitočty vysokou reaktanci, proto není v zapojení zakreslen. Protože je rezistor $R_{13} \gg R_{12}$ tak R_{12} ve výpočtu můžeme vynechat. Hodnota kondenzátoru C_3 se vypočte podle vztahu (49), kde f_{d2} je dolní přenášený kmitočet.

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{d2} (R_{g\max} + R_{13})} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot (2500 + 100 \cdot 10^3)} = 311 \text{ nF} \stackrel{E6}{\approx} 330 \text{ n} \quad (49)$$



Obr. 22: Schéma horní propusti

Je dobré použít fóliové kondenzátory, protože mají menší teplotní závislost, než keramické kondenzátory.

Dolní přenášený kmitočet předzesilovače se vypočte ze vztahu (50). Vypočtená přibližná hodnota je podle tohoto vztahu s chybou cca 10 %.

$$f_d \approx \sqrt{f_{d1}^2 + f_{d2}^2} \approx \sqrt{5^2 + 5^2} \approx 7 \text{ Hz} \quad (50)$$

5.3.2. Napájení předzesilovače

V příloze III je výsledné schéma zapojení z programu Eagle 6.1.0 Light Edition. Operační zesilovače jsou napájeny stabilizovaným symetrickým napětím $\pm 15 \text{ V}$. Vlivem nenulové impedance napájecích cest se projevují kapacitní a induktivní vazby s dalšími spoji na desce plošných spojů [11]. Důsledkem jsou změny způsobující rychlé změny proudů a úbytků napětí na napájecí sběrnici. K omezení těchto změn se používají blokovací kondenzátory C_4 až C_9 , které jsou umístěny v blízkosti napájecích přívodů OZ. K blokování vstupních přívodů jsou použity C_{10} , C_{11} , C_{12} a C_{13} . Všechny blokovací kondenzátory jsou umístěny z úsporných důvodů ze strany spojů.

V příloze IV a) je plošný spoj předzesilovače a b) osazovací plán součástek.

6. Změřené parametry výkonového zesilovače

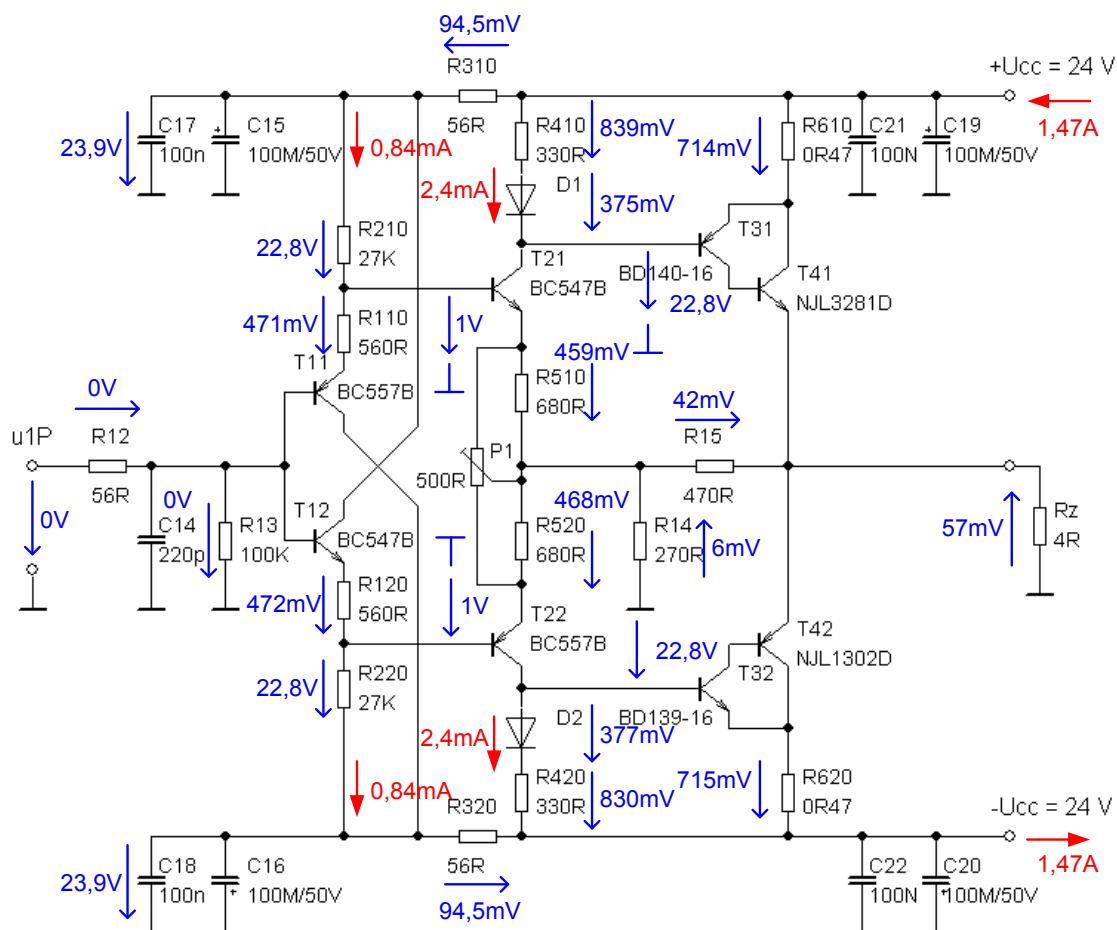
Měření jsem provedl zvlášť pro výkonový zesilovač a poté pro předzesilovač. Na měřicím pracovišti jsem měl k dispozici tyto měřicí přístroje:

- Diametral P230R51D – Stabilizovaný zdroj 2 x 30 V/4 A a 5 V/3 A
- Tesla BK 125 - Školní stabilizovaný zdroj $\pm 15 \text{ V}$ /300 mA a 5 V/1 A
- Agilent U1241B – True RMS Multimeter
- Agilent 33210A – 10MHz function / Arbitrary Waveform Generator
- Tektronix TDS 1002B – Dvoukanálový digitální osciloskop, 60 MHz, 1 GSa/s

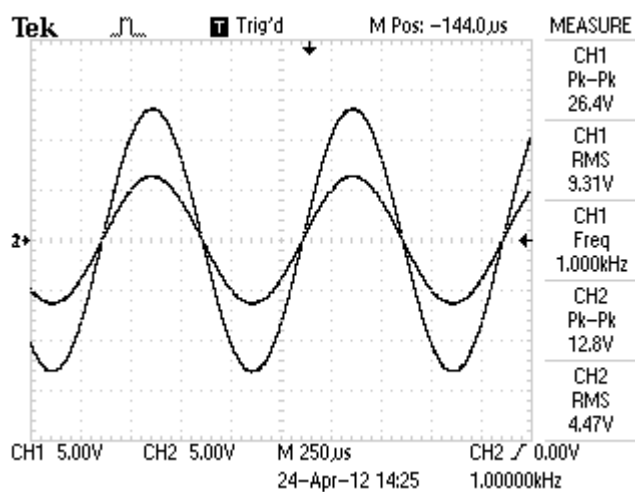
Výkonový zesilovač byl měřený s jmenovitou výstupní impedancí 4Ω .

6.1. Ověření funkčnosti koncového zesilovače

Po zapnutí napájení jsem zkontroloval stejnosměrné úbytky napětí a klidové proudy zesilovače (obr. 23). Velikosti úbytků pro horní a dolní stupeň by měly být stejné. Na obrázku jsou patrné rozdíly napětí v druhém stupni emitorových sledovačů, které jsou způsobeny především rozdílným



Na obrázku 24 je znázorněn průběh napětí U_z (CH1) a pro porovnání také napětí generátoru, které je přivedené na svorku u_{1P} (CH2), pro jmenovité vybuzení zesilovače na kmitočtu 1 kHz.

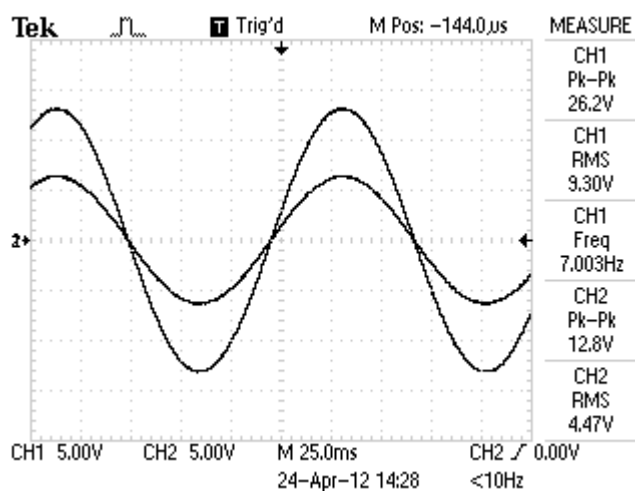


Obr. 24: Jmenovité vybuzení zesilovače při 1 kHz

Napětové zesílení koncového zesilovače (51):

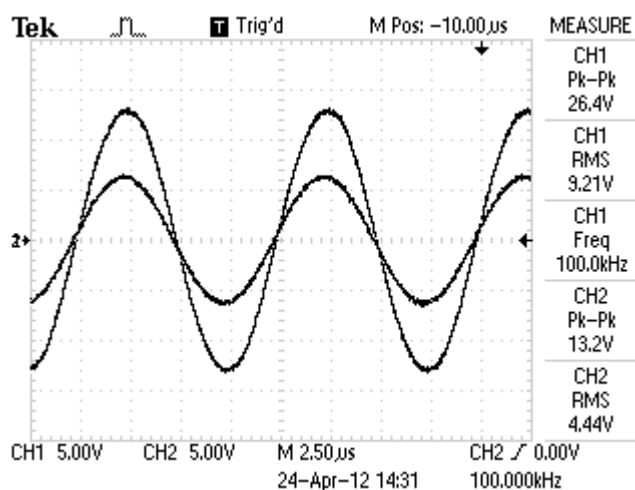
$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{9,31}{4,47} = 2 \quad (51)$$

Průběh pro nízké frekvence je znázorněn na obrázku 25. Nenastává pokles výstupního napětí zesilovače, protože není na vstupu použitý vazební kondenzátor.



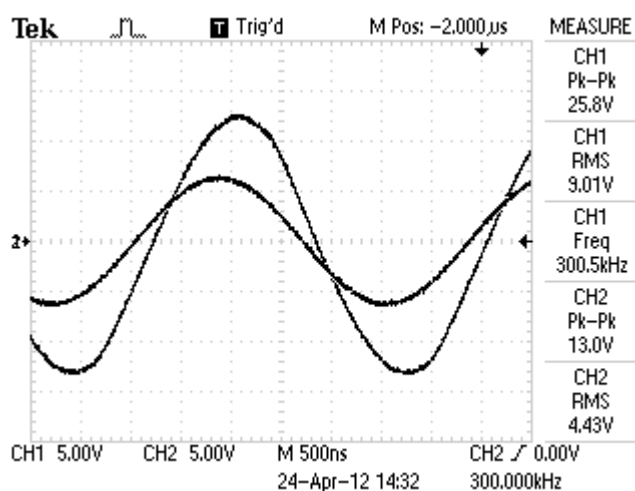
Obr. 25: Průběh napětí U_z při 7 Hz

Při kmitočtu 100 kHz jde vidět z oscilogramu nepatrné zkreslení obálky výstupního napětí (obr. 26):



Obr. 26: Průběh napětí U_z při 100 kHz

Jelikož není ke koncovému zesilovači připojen předzesilovač, tak se neprojevuje při vypočteném horním přenášeném větší pokles napětí na výstupu zesilovače. Z obrázku 27 je patrné zkreslení obálky výstupního napětí při 300 kHz.

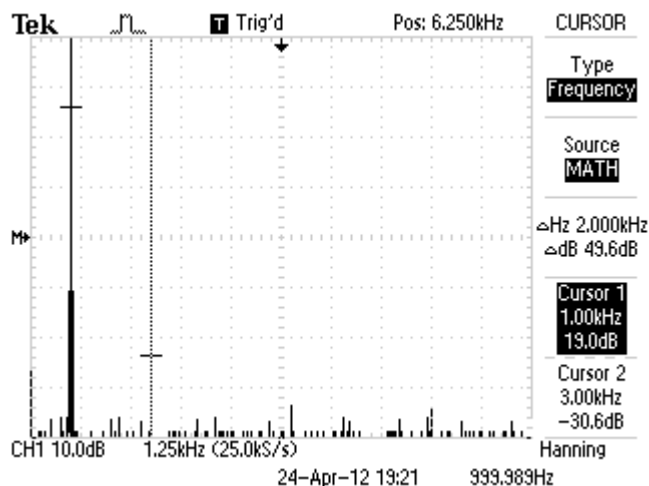


Obr. 27: Zkreslení obálky výstupního napětí U_z při 300 kHz

Pro měření harmonického zkreslení jsem využil funkce Rychlé Fourierovy transformace osciloskopu (FFT – Fast Fourier Transform). Pro znázornění spektra signálu jsem vybral Hanningovo okno. Pomocí kurzorů jsem změřil základní a vyšší harmonické složky, ze kterých jsem vypočetl činitel harmonického zkreslení.

Na obrázku 28 je příklad pro odečítání jednotlivých harmonických složek. Časovou základnu je vhodné nastavit na několik period sinusovky, tímto se předchází vzniku aliasingu. Nejvíce se zde projevuje zkreslení vlivem 3. harmonické složky. Celkové harmonické zkreslení se vypočte odvozením ze vztahu (1). Výsledný vztah (52) je upraven pro výpočet s hodnotami napětí

v decibelech, vzhledem k referenční úrovni 0 dB. Činitel harmonického zkreslení je dán poměrem napětí U_1 , což je základní harmonická složka a U_3 pro 3. harmonickou složku.



Obr. 28: Měření harmonického zkreslení napětí už pro 1 kHz

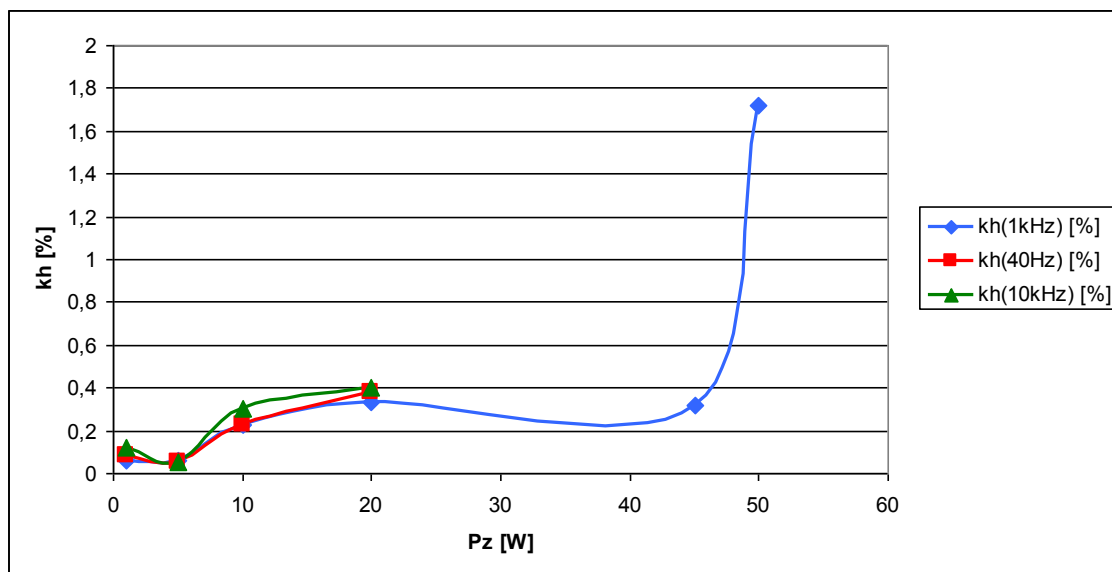
$$k_{h(1\text{kHz})} = \frac{U_3}{U_1} \cdot 100 = \frac{10^{\frac{-30,6}{20}}}{10^{\frac{19}{20}}} \cdot 100 = 0,33\% \quad (52)$$

V tabulce 3 jsou vypočtené hodnoty harmonického zkreslení pro různé výstupní výkony a kmitočty. Z těchto hodnot je vynesena závislost do grafu (obr. 29), ze kterého je patrné, že harmonické zkreslení se s výstupním výkonem plynule zvětšuje, na rozdíl od třídy B, pro kterou je typický zlom při saturaci zesilovače.

Pro 1 kHz jsem změřil výstupní zkreslení při přebuzení zesilovače. Při přebuzení zesilovač zpracoval výstupní výkon 45 W při zkreslení 0,32 %. Při výkonu 50 W se zkreslení rychle zvětšuje, v tomto případě už je zesilovač limitován velikostí napájecího napětí. Pro takové trvalé výkony není dimenzováno chlazení koncového stupně. Zesilovač s těmito výkony může pracovat jen krátkou dobu. Toho lze využít zejména při zpracování signálových špiček pro nekomprimovaný budicí signál.

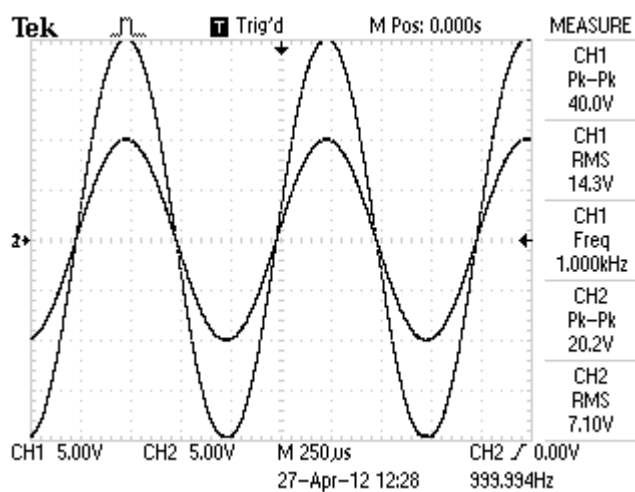
Tabulka 3: Závislost zkreslení na výstupním výkonu pro 1 kHz

P_z [W]	$k_{h(40\text{Hz})}$ [%]	$k_{h(1\text{kHz})}$ [%]	$k_{h(10\text{kHz})}$ [%]
1	0,08	0,06	0,12
5	0,05	0,06	0,05
10	0,23	0,23	0,3
20	0,38	0,33	0,4
45		0,32	
50		1,72	



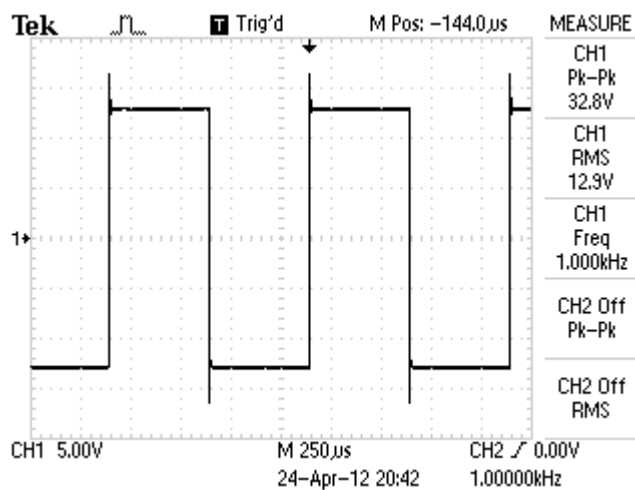
Obr. 29: Závislost zkreslení na výstupním výkonu a kmitočtu

Na obrázku 30 je průběh výstupního napětí při přebuzení vstupu zesilovače. Výstupní výkon do zátěže $4\ \Omega$ je 50 W.



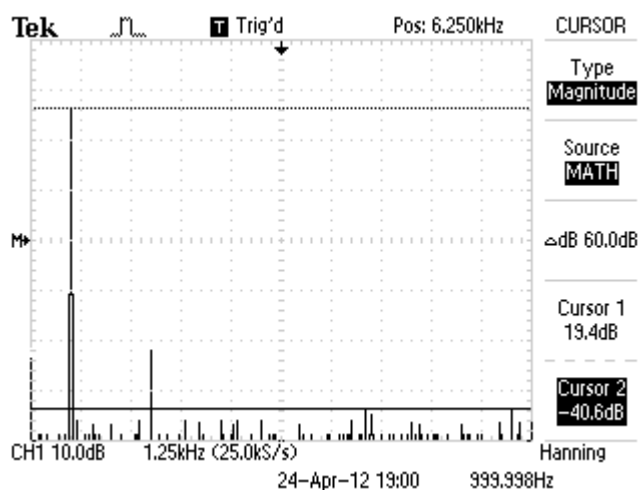
Obr. 30: Průběh napětí U_z pro výstupní výkon 50 W při 1 kHz

Na obrázku 31 je průběh napětí na jmenovité zátěži pro obdélníkový signál generátoru.



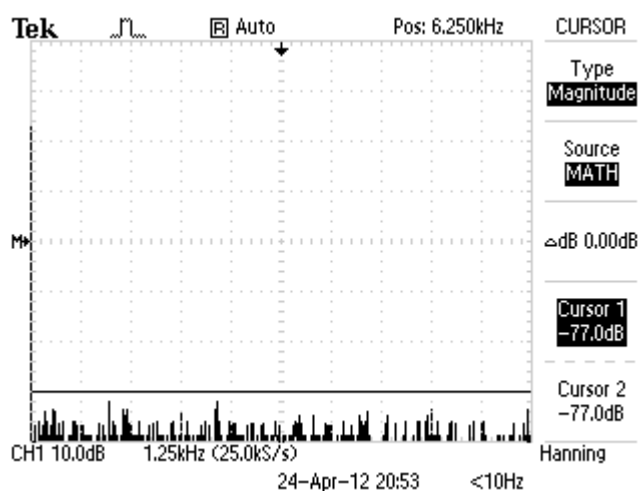
Obr. 31: Průběh napětí U_z pro obdélníkový signál při 1 kHz

Na obrázku 32 je znázorněno měření odstupu cizích napětí pro 1 kHz. Výsledná hodnota je větší než 60 dB.



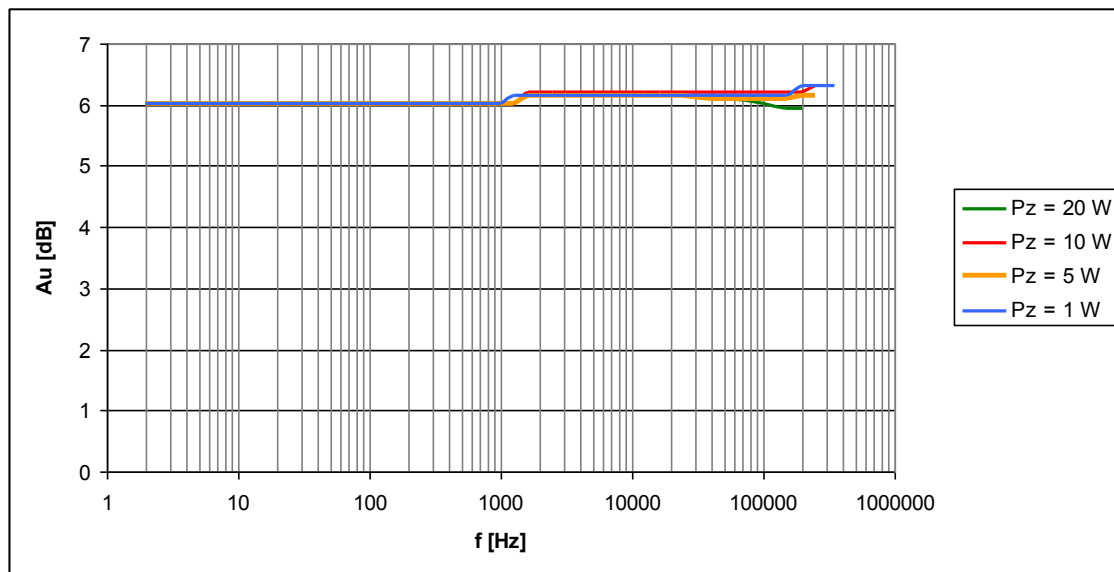
Obr. 32: Odstup cizích napětí pro 1 kHz

Na obrázku 33 je znázorněno měření ekvivalentního vstupního šumu na jmenovité zátěži. Výsledná hodnota EIN je větší než 77 dB vzhledem k referenční úrovni osciloskopu 0 dBu, které odpovídá efektivní hodnota napětí 1 V.



Obr. 33: Ekvivalentní vstupní šum zesilovače

Frekvenční charakteristiky pro různé výkony koncového zesilovače jsou na obrázku 34. Pro měření jsem nastavil jako referenční hodnotu vstupní napětí u_{IP} při 1 kHz. Poté jsem proměřil celé přenášené pásmo zesilovače a zapsal hodnoty do tabulky viz příloha VII. Koncový zesilovač má konstantní napěťové zesílení od stejnosměrného zesílení po kmitočty cca 1 kHz, nad tímto kmitočtem nastává malý zdvih zesílení. Pro výkon 20 W se nepodařilo změřit zesilovač pro kmitočty vyšší než 200 kHz. To bylo způsobeno omezeným výkonem napájecího zdroje.



Obr. 34: Frekvenční charakteristiky koncového zesilovače

Pro výpočet vnitřní impedance koncového zesilovače se vychází ze vztahu (6), získáme tak vztah (53):

$$r_{výst} = \frac{\Delta U_{2pp}}{\Delta I_{2pp}} = \frac{U_{20pp} - U_{2RZpp}}{\frac{U_{2RZpp}}{R_Z}} = \frac{26 - 20,4}{\frac{20,4}{4}} = 1,1 \Omega \quad (53)$$

Činitel tlumení vypočítáme dosazením $r_{výst}$ do vzorce (7), získáme tak vztah (54):

$$D = \frac{R_Z}{r_{výst}} = \frac{4}{1,1} = 3,6 \quad (54)$$

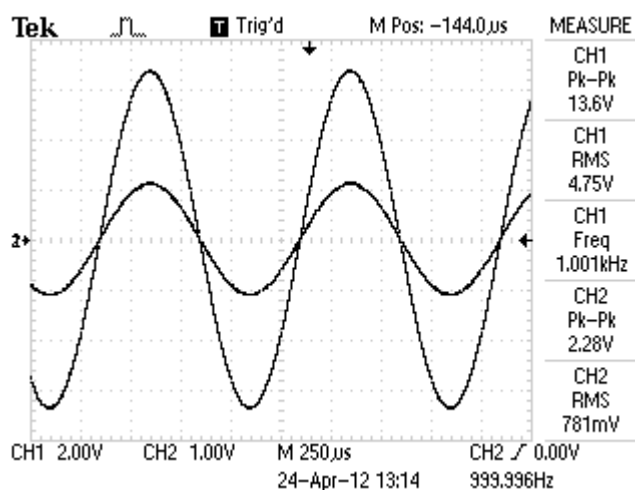
Vstupní impedance koncového zesilovače je závislá na kmitočtu, což způsobuje zařazená dolnoproustný filtr na vstupu zesilovače. Vypočte se dosazením do vztahu (8). Vstupní impedanci pro 1 kHz vypočteme podle vztahu (55):

$$r_{vst(1kHz)} = \frac{u_{1pp}}{\frac{u_{1pp}' - u_{1pp}}{R_{SN}}} = \frac{6}{\frac{12,6 - 6}{100 \cdot 10^3}} = 90,9 k\Omega \quad (55)$$

Vypočtené hodnoty vstupní impedance pro další kmitočty jsou $r_{vst(40Hz)} = 90,9 k\Omega$ a $r_{vst(10kHz)} = 52,3 k\Omega$.

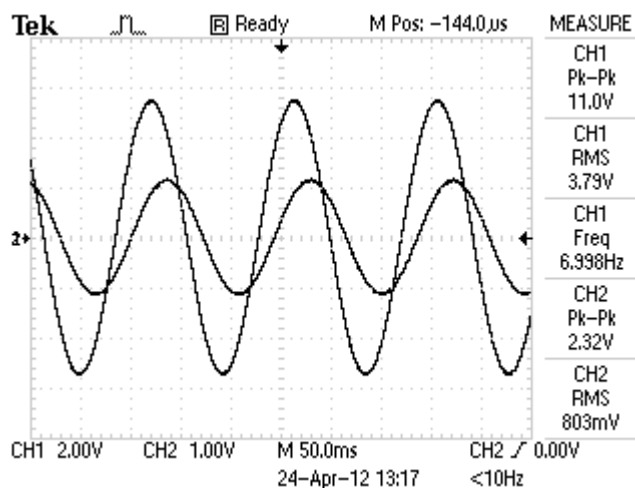
6.2. Ověření funkčnosti předzesilovače

Na obrázku 35 je znázorněn průběh napětí u_{IP} (CH1) a napětí generátoru u_{vst} (CH2) pro jmenovitý rozkmit napětí na kmitočtu 1 kHz.



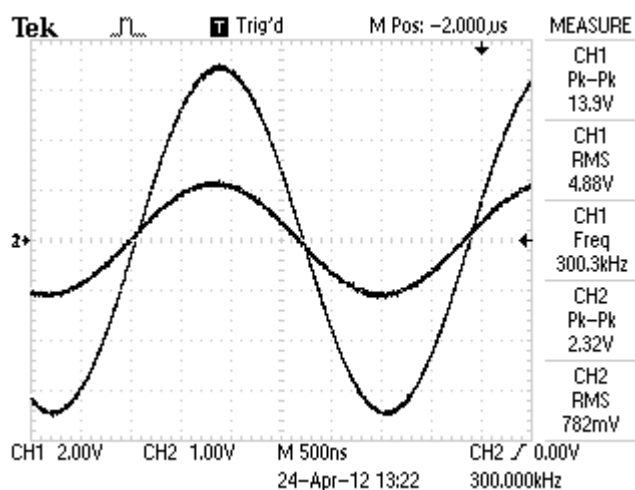
Obr. 35: Jmenovitý rozkmit napětí u_{IP} na 1 kHz

Oscilogram (obr. 36) pro dolní přenášený kmitočet 7 Hz. Z obrázku je patrný pokles napětí na výstupu o cca 3 dB s fázovým posuvem 45°.



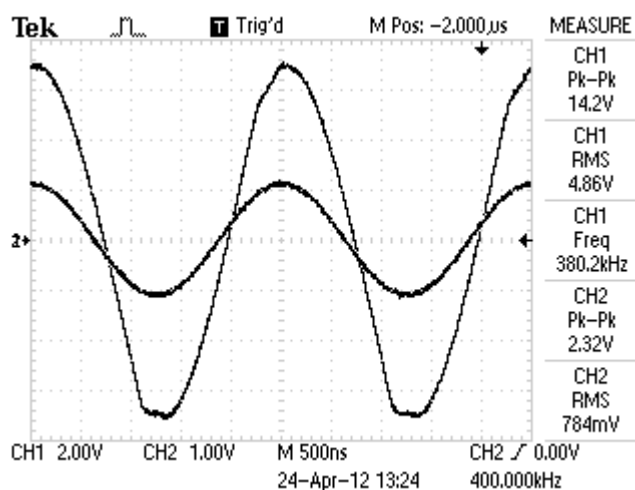
Obr. 36: Průběh napětí u_{IP} na 7 Hz

Průběh napětí pro horní přenášené pásmo je na obr. 37:



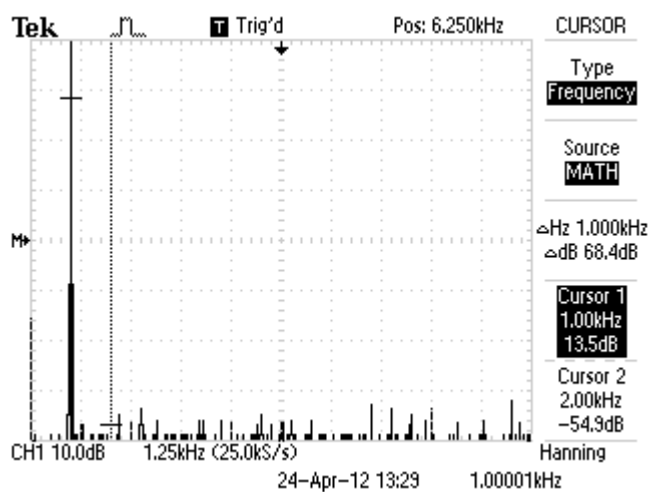
Obr. 37: Průběh napětí u_{IP} na 300 kHz

Na obr. 38 je průběh napětí pro kmitočet 400 kHz, kdy je signál na výstupu již značně deformován rychlostí přeběhu.



Obr. 38: Průběh napětí u_{IP} na 400 kHz

Harmonické zkreslení je vypočteno odečtením jednotlivých harmonických složek pomocí Rychlé Fourierovy transformace (obr. 39) a dosazením do vzorce (1). Z obrázku je patrné, že vyšší harmonické jsou překryty šumem. Proto uvádím výpočet jen pro 2. harmonickou složku (56).



Obr. 39: Spektrum jmenovitého napětí uIP pro 1 kHz

$$k_{h(1kHz)} = \frac{U_2}{U_1} \cdot 100 = \frac{10^{\frac{-54,9}{20}}}{10^{\frac{13,5}{20}}} \cdot 100 = 0,038\% \quad (56)$$

V příloze VI je sestavený předzesilovač na desce plošných spojů. Pro připojení vstupního signálu je použitý standartní XLR konektor firmy Neutrik.

7. Závěr

O kvalitní reprodukci zvuku je ve světě stále velký zájem. Někteří lidé investují do své domácí aparatury i statisíce korun.

Diplomová práce je zaměřena v teoretické části na základní rozdělení zesilovačů podle různých kritérií. V druhé kapitole jsou uvedeny hlavní rozdíly jednotlivých výkonových tříd zesilovačů. Mezi nejvíce rozšířené pracovní třídy u profesionálních zesilovačů patří třída AB a H. Třída A je určena spíše příznivcům Hi-Fi. V poslední době se na trhu stále více vyskytují nové digitální zesilovače. Musím podotknout, že jejich kvalita zatím nedosahuje parametrů analogových zesilovačů.

Třetí kapitola je zaměřena na parametry zesilovačů, podle kterých můžeme posuzovat jejich kvalitu. U mnohých parametrů jsem vycházel z normy DIN 45 500, která je v dnešní době už překonána novými normami IEC, ale stále se považuje za základ pro posuzování kvality Hi-Fi zesilovačů.

V následující kapitole jsem uvedl dvě osvědčená zapojení zesilovačů, z nichž jsem použil jedno jako výchozí návrh pro vlastní realizaci.

Poté jsem provedl výpočty a sestavení navrženého výkonového zesilovače. Zapojení je realizováno na dvou deskách plošných spojů, z nichž první je předzesilovač, který má za úkol impedančně přizpůsobit výstup z budícího zdroje na vstup výkonového zesilovače. Další vlastností je potlačení rušení, které je indukováno na přívodní vodiče. Na druhé desce plošných spojů je vlastní koncový zesilovač ve třídě A.

V závěru práce jsem provedl měření navrženého zesilovače a porovnal parametry s hodnotami norem. Zesilovač při jmenovitém výstupním výkonu 20 W má celkové harmonické zkreslení 0,33 % při měřeném 1 kHz. Z grafu závislosti harmonického zkreslení na výstupním výkonu je patrný průběh zkreslení, který se nemění při saturaci zlomem, jako u třídy B, ale postupným zvyšováním harmonického zkreslení při zvyšování výstupního výkonu. Frekvenční charakteristiku jsem změřil do 200 kHz. Pro vyšší hodnoty nešlo měření uskutečnit z důvodu omezeného výkonu napájecího zdroje. Další měřené parametry jsou průběžně vloženy v textu kapitoly 6. Můj navržený zesilovač splňuje parametry třídy Hi-Fi.

Dalším rozšířením navrženého zesilovače by mohlo být doplnění o návrh napájecího zdroje, případně výstupních ochran zesilovače.

Literatura

- [1] ČERMÁK, J. *Kurs polovodičové techniky*. Praha: SNTL, 1976. 432 s. ISBN 04-540-76
- [2] BARTOŇ, K. *Amatérské rádio: Konstrukční elektronika*. Praha: AMARO s r. o., 2002. Výkonový zesilovač v pracovní třídě A, B, AB, C, D, G, H, S, T ...?, s. 4-5.
- [3] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 4. díl: Přenosy v lineárních obvodech a úvod do zesilovačů*. Praha: BEN – technická literatura, 2006. 296 s. ISBN 80-7300-185-3
- [4] FOIT, J., HUDEC, L. *Základy elektroniky*. Praha: Česká technika – nakladatelství ČVUT, 2009. 369 s. ISBN 978-80-01-04236-6
- [5] VLACH, J. *Lampárna aneb co to zkusit s elektronkami?* Praha: BEN – technická literatura, 2004. 152 s. ISBN 80-7300-091-1
- [6] Katalogový list k obvodům MAX9713/MAX9714. MAXIM [online], 2006
[URL:<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX9713-MAX9714.pdf>](http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX9713-MAX9714.pdf)
- [7] KOTISA, Z. *NF zesilovače – 1. díl předzesilovače*. Praha: BEN – technická literatura, 2001. 96 s. ISBN 80-7300-030-X
- [8] KELLNER, M. *Popis vzniku a působení TIM zkreslení u audio zesilovačů*: HW Server [online]. 1999 [cit. 2012-04-23].
[URL:<http://www.hwserver.eu/teorie-a-praxe/dokumentace/popis-vzniku-a-pusobeni-tim-zkresleni-u-audio-zesilovacu.html>](http://www.hwserver.eu/teorie-a-praxe/dokumentace/popis-vzniku-a-pusobeni-tim-zkresleni-u-audio-zesilovacu.html)
- [9] Application note: Tests of Audio Amplifiers in Accordance with Standard IEC 60268-3. Rohde&Schwarz [online]. 2008.
[URL:<http://www2.rohde-schwarz.com/file_8313/RCS0702-0032.pdf>](http://www2.rohde-schwarz.com/file_8313/RCS0702-0032.pdf)
- [10] BOHN, D. *Rane note: Audio Specifications*. Rane Corporation [online]. 2000
[URL:<http://www.rane.com/pdf/ranenotes/Audio_Specifications.pdf>](http://www.rane.com/pdf/ranenotes/Audio_Specifications.pdf)
- [11] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 5. díl: Operační zesilovače a komparátory*. Praha: BEN – technická literatura, 2007. 232 s. ISBN 978-80-7300-187-2
- [12] CUPÁK, J. *Nízkofrekvenční zesilovač pro dva satelity a subwoofer ve třídě AB*. Brno: VUT, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky [online]. 2009. 64 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

-
- [URL:<http://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=14888>](http://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=14888)
- [13] Technické parametry zesilovače Sinclair Z-30. Planet Sinclair [online], 1989
- [URL:<http://www.nvg.ntnu.no/sinclair/audio/gallery/z30_ad.jpg>](http://www.nvg.ntnu.no/sinclair/audio/gallery/z30_ad.jpg)
- [14] HIRAGA, J., CHRÉTIEN, G. *Construction of a 20W Class A amplifier: 3 – The final version*. [online], 2001
- [URL:<http://www.tcaas.btinternet.co.uk/hiraga3.htm>](http://www.tcaas.btinternet.co.uk/hiraga3.htm)
- [15] *Katalogový list k obvodu OPA603*. Burr-Brown [online], 1995
- [URL:<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa603.pdf>](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa603.pdf)
- [16] *Katalogový list k tranzistoru NJL3281D, NJL1302D*. ON semiconductor [online], 2006
- [URL:<http://www.gme.cz/dokumentace/211/211-221/dsh.211-221.1.pdf>](http://www.gme.cz/dokumentace/211/211-221/dsh.211-221.1.pdf)
- [17] FUKÁTKO, J., FKÁTKO, T., ŠINDELKA, J. *Teplo a chlazení v elektronice*. Praha: BEN – technická literatura, 1997. 30 s. ISBN 80-86056-24-4
- [18] *Katalogový list k obvodu LM4562*. National Semiconductor [online], 2006
- [URL:<http://www.gme.cz/dokumentace/313/313-927/dsh.313-927.1.pdf>](http://www.gme.cz/dokumentace/313/313-927/dsh.313-927.1.pdf)
- [19] *Katalogový list k obvodu NE5534*. Texas Instruments [online], 2004
- [URL:<http://www.gme.cz/dokumentace/310/310-025/dsh.310-025.1.pdf>](http://www.gme.cz/dokumentace/310/310-025/dsh.310-025.1.pdf)

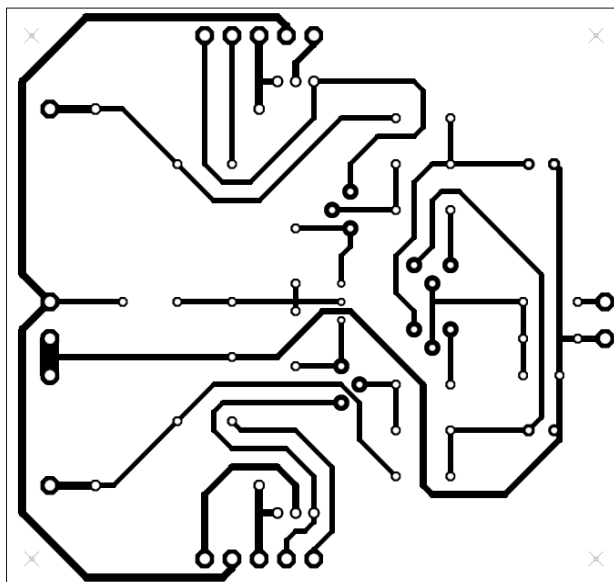
Seznam příloh

- I. Schéma zapojení zesilovače
- II. a) Deska plošných spojů zesilovače
b) Rozmístění součástek zesilovače
- III. Schéma zapojení předzesilovače
- IV. a) Deska plošných spojů předzesilovače
b) Rozmístění součástek předzesilovače
- V. Fotografie postaveného zesilovače
- VI. Fotografie postaveného předzesilovače
- VII. Tabulka hodnot pro sestavení frekvenčních charakteristik

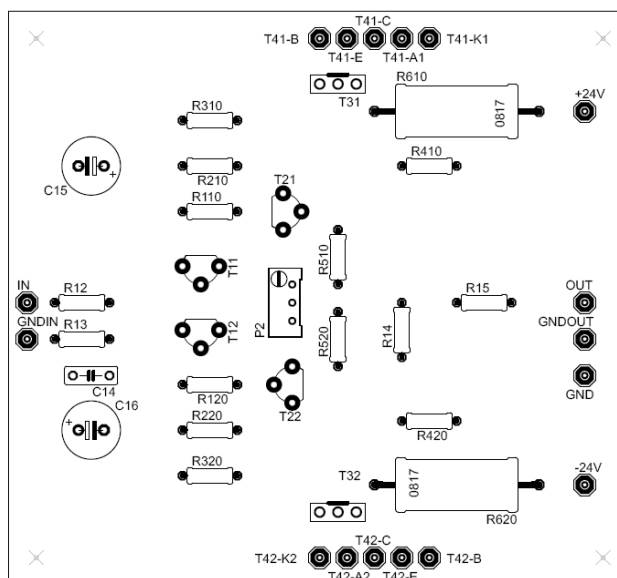
The schematic diagram illustrates a 4-channel differential amplifier circuit. It features a central fully differential instrumentation amplifier core composed of three op-amp stages: two input buffers (T11, T12) and one differential output stage (T21, T22). The input buffers are configured with feedback resistors (R110, R120) and capacitors (C14, C15). The differential output stage uses a resistor network (R510, R520, R14, R15) to provide a high common-mode rejection ratio. The circuit is powered by a -24V supply and a +24V supply, with decoupling capacitors (C16, C17, C18, C19, C20, C21, C22) and a 100nF capacitor (C13) for stability. The output of the core is connected to four output channels (T41-A1, T41-B, T41-C, T41-E) and four input channels (T42-A1, T42-B, T42-C, T42-E) via a network of resistors (R310, R320, R410, R420, R610, R620) and capacitors (C19, C20, C21, C22). The output of the core is also connected to a GNDOUT pin. The circuit is designed to provide a differential gain of 1000.

Příloha II

a) Deska plošných spojů zesilovače

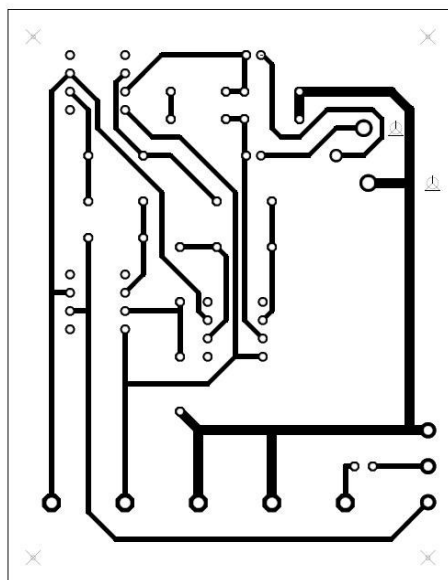


b) Rozmístění součástek zesilovače

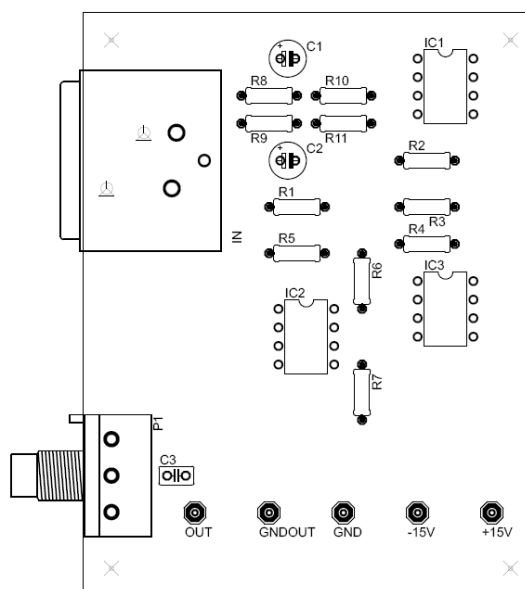


Příloha IV

a) Deska plošných spojů předzesilovače

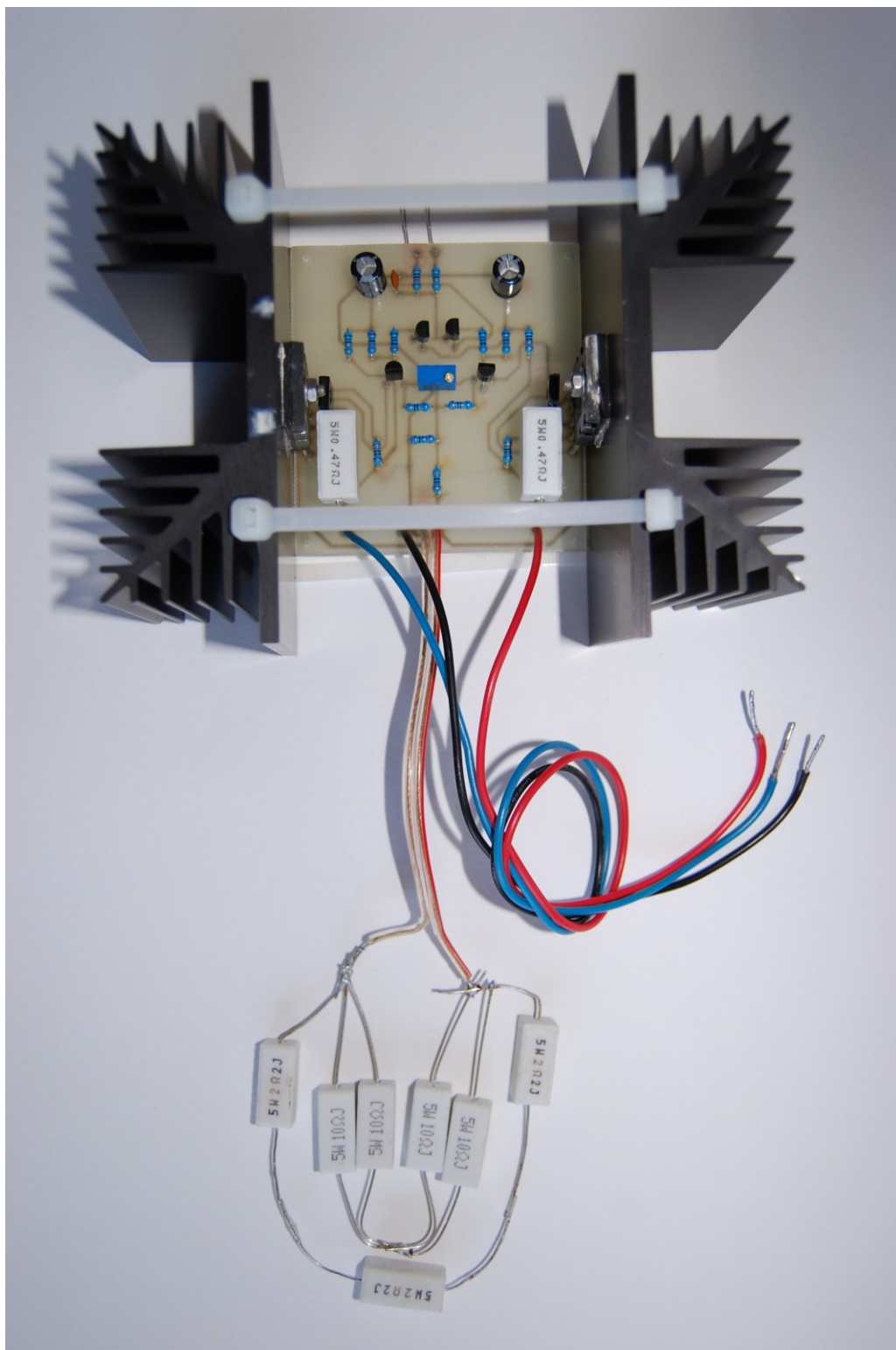


b) rozmístění součástek předzesilovače



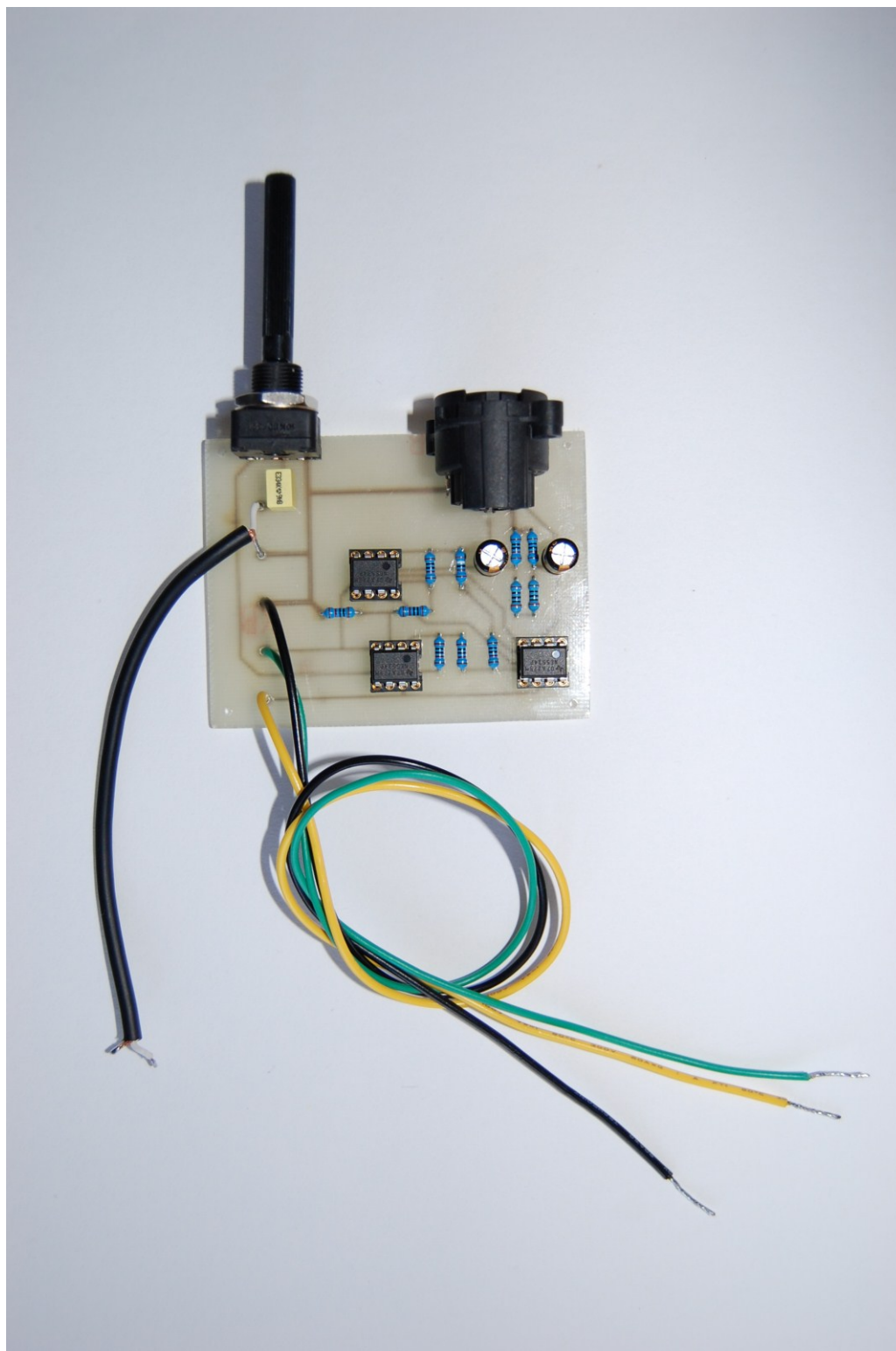
Příloha V

Fotografie realizovaného zesilovače



Příloha VI

Fotografie realizovaného předzesilovače



Příloha VII

Tabulka hodnot pro sestavení frekvenčních charakteristik

f [Hz]	U _{zdp} [V]				A _u [dB]			
	P _z = 20W	P _z = 10W	P _z = 5W	P _z = 1W	P _z = 20W	P _z = 10W	P _z = 5W	P _z = 1W
2	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
16	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
20	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
25	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
31,5	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
40	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
50	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
63	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
80	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
100	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
125	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
160	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
200	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
250	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
315	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
400	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
500	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
630	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
800	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
1000	26	18	13	6	6,02	6,02	6,02	6,02
1250	26	18	13	6,1	6,02	6,02	6,02	6,16
1600	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
2000	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
2500	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
3150	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
4000	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
5000	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
6300	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
8000	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
10000	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
12500	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
16000	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
20000	26,4	18,4	13,2	6,1	6,15	6,21	6,15	6,16
50000	26,2	18,4	13,1	6,1	6,09	6,21	6,09	6,16
100000	26	18,4	13,1	6,1	6,02	6,21	6,09	6,16
150000	25,8	18,4	13,1	6,1	5,95	6,21	6,09	6,16
200000	25,8	18,4	13,2	6,2	5,95	6,21	6,15	6,31
250000		18,6	13,2	6,2		6,31	6,15	6,31
300000				6,2				6,31
350000				6,2				6,31